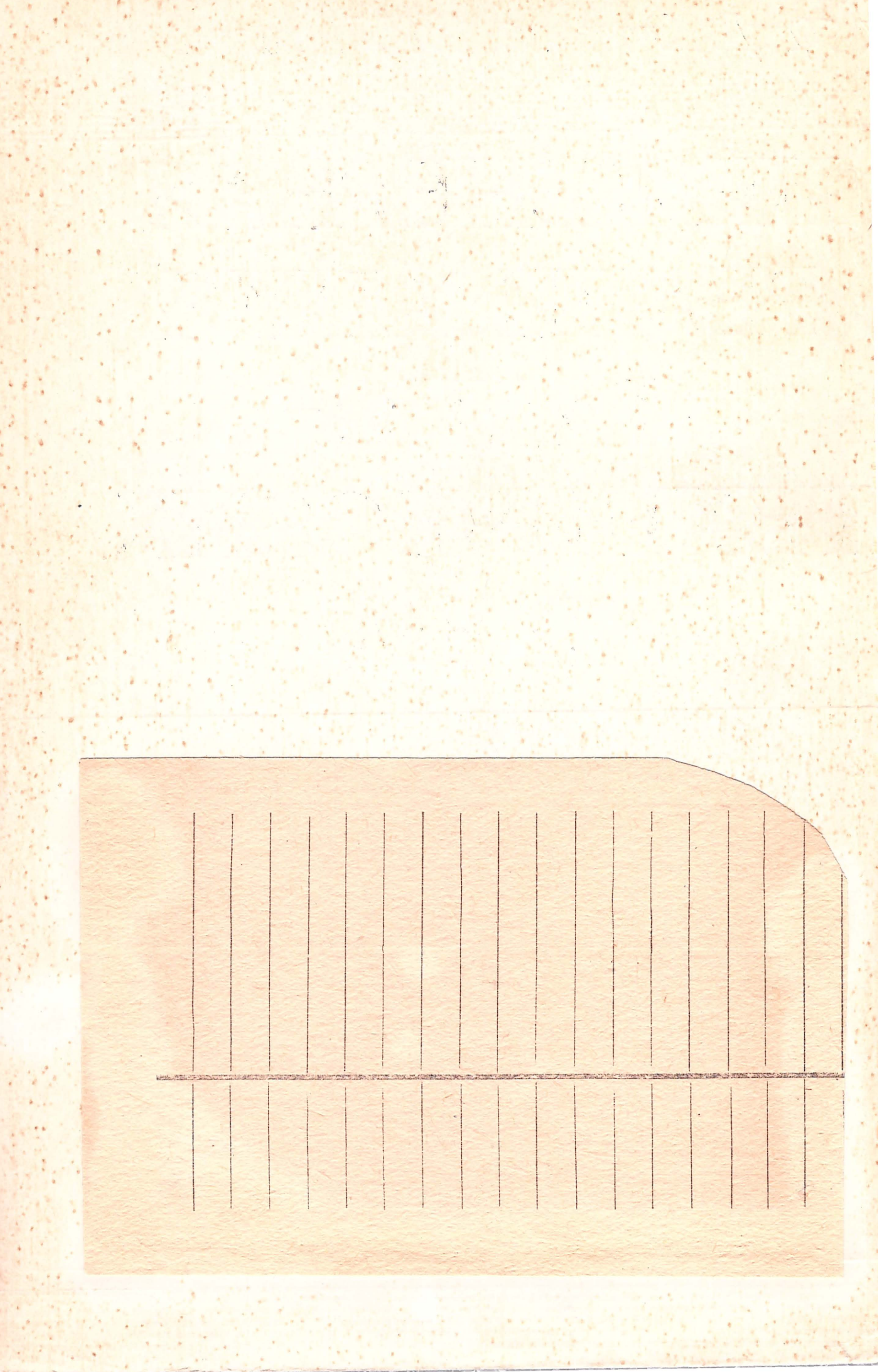
Д. Д. Кловский, Б. И. Николаев

ИНЖЕНЕРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ



Д. Д. КЛОВСКИЙ, Б. И. НИКОЛАЕВ

ИНЖЕНЕРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМ

(в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции)



Издательство «Связь»
Москва 1975

6Ф2
К50
УДК 621.391 : 621.396

Кловский Д. Д., Николаев Б. И.

К50 Инженерная реализация радиотехнических схем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции). М., «Связь», 1975.

200 с. с ил.

В книге рассмотрены вопросы, встающие перед разработчиками новых модемов для передачи дискретных сообщений по линейным каналам со случайно меняющимися параметрами и временем рассеяния. Введена весьма общая модель канала и действующего в нем шума, рассмотрены оптимальные и субоптимальные алгоритмы обработки принимаемых сигналов, найдена вероятность передачи. Рассмотрены особенности зондирования линейного канала для последовательного модема, а также ряд реализационных проблем.

Книга рассчитана на инженеров и научных работников в области систем радиосвязи, а так же на студентов старших курсов соответствующих вузов.

$К\frac{30402-3}{045(01)-75}4-75$ 6Ф2

ПРЕДИСЛОВИЕ

Проблемы инженерной реализации радиотехнических схем, осуществляющих заданные преобразования входных сигналов (алгоритмы), возникающие при разработке новых модемов систем передачи информации, весьма актуальны. Особенно актуальны эти проблемы для перспективных последовательных систем передачи дискретных сообщений в каналах с рассеянием энергии во времени и частоте [1, 11, 20, 29, 43, 44, 46].

Авторы начинают свою книгу рассмотрением особенностей передачи дискретных сообщений по линейным каналам с рассеянием во времени и частоте и зондирования таких каналов посредством сигналов с малой базой. Линейные каналы представляют основной практический интерес для построения современных скоростных последовательных систем. Далее систематически определяются оптимальные и субоптимальные алгоритмы одинарного и сдвоенного разнесенного приема дискретных сообщений в линейных каналах с межсимвольной интерференцией и аддитивным шумом, рассматриваются особенности измерения параметров канала (ожидаемых в месте приема сигналов).

Авторы ограничились рассмотрением проблем эффективности и инженерного синтеза лишь кв систем последовательной передачи дискретных сообщений, хотя многие из полученных решений имеют значительно более широкое приложение.

В книге дана сравнительная инженерная оценка помехоустойчивости методов последовательной и параллельной передачи дискретных сообщений по кв каналам с рассеянием, оценена сравнительная эффективность последовательных и параллельных систем в таких каналах. Рассмотрены различные инженерные проблемы, связанные с синтезом последовательных систем кв связи: генерирование предельно узкополосных сигналов, распределение допустимых погрешностей между отдельными блоками, квадратурная обработка принимаемых сигналов, вопросы синхронизации и другие.

Много внимания уделяется в книге изложению схемных решений, принятых в последовательной системе кв СИИП, рассчитанной на передачу в полосе стандартного телефонного канала 2400 бит/с.

Все разделы книги подготовлены авторами совместно, общее редактирование выполнено Д. Д. Кловским.

Авторы благодарны рецензенту книги доц. Н. Е. Кириллову за внимательное чтение рукописи и ряд замечаний, учет которых способствовал ее улучшению.

Авторы выражают свою признательность инженеру В. Г. Карташевскому за активную помощь в подготовке книги и построении ряда расчетных кривых.

Отзывы и замечания по книге просьба направлять по адресу: 101000, Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2, издательство «Связь».

Список обозначений

a_{li} — кодовый символ с порядковым во времени номером l, соответствующим i-й позиции

A_l — произвольный символ, переданный по каналу в момент времени $t=lT$

$\overline{A}_i$ — совокупность (цепочка) из m передаваемых символов

$\dot{b}(t)$ — комплексный модулирующий сигнал

$b(t)$ — действительный модулирующий сигнал

$B\left[\frac{\tau_р}{T}\right]$ — относительная память канала по рассеянию (измеряемая числом элементарных тактовых интервалов)

$B_с$ — база сигнала (число независимых координат)

$b_р(t)$ — решетчатая функция сообщений

D — фиксированная задержка (определяемая числом элементарных тактовых интервалов), с которой выносится решение об элементарном символе

$F_к$ — полоса частот канала

$F_р$ — интервал частотного рассеяния канала

$F_с$ — полоса частот первичного сигнала

$g(t, \xi)$ — реакция канала в момент времени t на δ-импульс, поданный на вход канала в момент времени $t-\xi$

$G_ш$ — энергетический спектр аддитивного шума в канале

$g_{ост}(t)$ — сигнал, вызванный на интервале анализа цепочкой предшествующих символов

$g_{ми}(t)$ — сигнал, обусловленный на интервале анализа межсимвольной интерференцией, т. е. символами, следующими до и после анализируемого

$h(x)$ — функция, равная единице при $0 \leqslant x \leqslant T$ и равная нулю при других значениях x

L — число лучей в канале

m — позиционность или основание кода

$p(a_{ki})$ — априорные вероятности кодовых символов

$p(\overline{A}_i)$ — априорная вероятность передачи цепочки символов

$p[\overline{A}_i/z(t)]$ — апостериорная вероятность передачи цепочки символов $\overline{A}_i$ при условии регистрации в месте приема реализации $z(t)$

q^2 — отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей сигнала

$\dot{s}(t)$ — комплексный канальный сигнал на передаче

$s(t)$ — канальный сигнал на передаче

$\hat{s}(t)$ — сигнал, сопряженный сигналу $s(t)$

$\dot{s}'(t)$ — сигнал на выходе канала при передаче $\dot{s}(t)$

$s^*_r(tA_l)=s'_l(t)+g_{ми}(t)$ — r-й вариант сигнала на интервале анализа, обусловленный передачей символа A_l и межсимвольной интерференцией

T — тактовый интервал следования символов
$T_а$ — интервал анализа символов в месте приема
$u(t)$ — реализация аддитивного шума в канале
V — количество элементарных кодовых посылок в единицу времени на входе канала
$\dot{v}(t)$ — комплексное значение отрезка несущего колебания на передаче
$\dot{v}'(t)$ — реакция канала на комплексный сигнал $\dot{v}(t)$
$w(z)$ — плотность вероятности (многомерная) суммарного сигнала
$w(z/A_i)$ — функция правдоподобия передачи цепочки $\overline{A}_i$
$w(u)$ — плотность вероятности (многомерная) аддитивного шума в канале на интервале анализа
$x(t)$, $y(t)$ — квадратурные компоненты канального сигнала на выходе канала
$x_ш(t)$, $y_ш(t)$ — квадратурные компоненты шума
x_k, y_k — квадратурные компоненты комплексного коэффициента передачи канала $\dot{\gamma}_k$ по k-му лучу
$z(t)$ — принимаемое на интервале анализа в месте приема колебание (сигнал плюс шум)
γ_k — коэффициент передачи канала по k-му лучу
$\Delta\tau$ — запаздывание между лучами в канале
η — энергетический выигрыш
τ_k — время запаздывания сигнала в канале по k-му лучу
$\tau_р$ — интервал временно́го рассеяния канала (память канала)
ω_0 — частота (в радианах в секунду) несущей или средняя частота спектра

Глава 1

ЛИНЕЙНЫЕ КАНАЛЫ С РАССЕЯНИЕМ И АДДИТИВНЫМ ШУМОМ

1.1. ОПИСАНИЕ ЛИНЕЙНОГО КАНАЛА С РАССЕЯНИЕМ ВО ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЕ И ЕГО ЗОНДИРОВАНИЕ СИГНАЛОМ С МАЛОЙ БАЗОЙ

Рассеяние энергии в реальных каналах связи, которые можно считать линейными, во времени и частоте является очень часто основной причиной ухудшения качества передачи информации.

Рассеяние во времени в канале обусловлено различными причинами, в том числе: наличием энергоемких (реактивных) элементов, нелинейностью фазо-частотной характеристики канала (дисперсией [3]), многолучевым (многопутевым) распространением [11, 15].

Рассеяние по частоте в канале обусловлено изменением во времени параметров канала (временно́й нестабильностью), допплеровскими сдвигами (возникающими, например, при взаимном перемещении областей формирования и приема сигналов) и т. п.

Поведение линейного канала с рассеянием[1]) можно описать различными системными функциями [14, 16], в частности, импульсной переходной характеристикой канала $g(t, \xi)$ — реакцией канала в момент времени t на дельта-импульс (бесконечно узкий импульс единичной площади) $\delta(t-\xi)$, поданный на вход канала в момент времени $t-\xi$.

Если параметры канала могут считаться неизменными во времени, то

$$g(t, \xi) = g[t - (t - \xi)] = g(\xi), \tag{1.1}$$

[1]) Вопросов пространственного рассеяния и оптимальной обработки сигналов в пространственно-временно́м канале [32] мы не касаемся в этой книге.

т. е. значение процесса в любой момент времени зависит только от удаленности от момента подачи входного сигнала.

Реальные каналы с рассеянием (протяженные проводные линии связи, коротковолновый канал, укв каналы с ионосферным и тропосферным рассеянием, канал с отражением от Луны, гидроакустический канал и другие [15]) характеризуются хотя и различной, но практически ограниченной величиной протяженности интервала временно́го рассеяния $\tau_р$ [памятью канала или практической длительностью переходного процесса $g(t, \xi)$ по переменной ξ], а также интервала частотного рассеяния $F_р$ [15].

Практически картина временно́го рассеяния радиоканала выявляется при помощи зондирующих сигналов, энергетический спектр которых сосредоточен в области частот, удовлетворительно пропускаемых исследуемым каналом. Это могут быть радиоимпульсы, форма которых такая же, как у информационных посылок [20], или сигналы специальной формы, в частности, сложные широкополосные канальные сигналы с большой базой $B_с = 2F_кT$ [15].

Мы будем рассматривать лишь последовательные системы передачи информации, использующие сигналы (в том числе и для целей зондирования и синхронизации) с базой $B_с \approx 2$, характеризуемые большой эффективностью.

Если длительность зондирующего импульса

$$T \ll \tau_р, \tag{1.2}$$

то по реакции канала на такой импульс можно удовлетворительно изучить картину рассеяния в канале.

Формирование модулирующего сигнала при синхронных методах последовательной передачи дискретных сообщений с тактовым интервалом T обычно сводится к образованию решетчатой функции

$$b_р(t) = \sum_l a_{li}\,\delta(t - lT) \tag{1.3}$$

(a_{li} — кодовый символ с порядковым во времени номером l, соответствующий i-й позиции; $i = 1, 2, 3, \ldots, m$ — позиционность или основание кода), а затем к ее сглаживанию.

Если сигнал (1.3) сглаживается фильтром с импульсной реакцией в виде прямоугольного импульса длитель-

ностью T (рис. 1.1) или с нормированным комплексным коэффициентом передачи

$$\frac{K(\mathrm{i}\,\omega)}{K(0)} = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}}, \qquad (1.4)$$

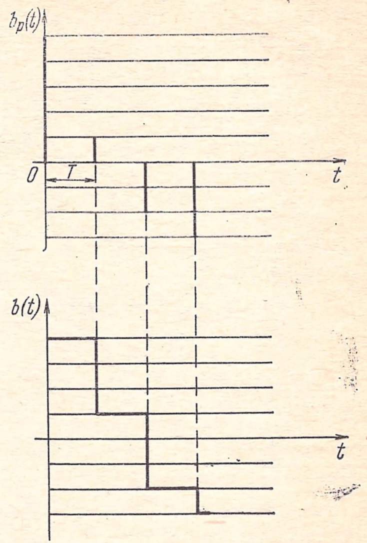


Рис. 1.1. Сглаживание решетчатой функции линейным фильтром с нормированным коэффициентом передачи

то выходной сигнал при подаче элементарного воздействия $a_{l,i}\delta(t-lT)$ можно записать так:

$$b(t) = Aa_{li}h(t-lT), \qquad (1.5)$$

где функция

$$h(x) = \begin{cases} 1 \text{ при } 0 \leqslant x \leqslant T; \\ 0 \text{ при } T < x < 0; \end{cases}$$

A — коэффициент передачи фильтра.

Сигнал (1.5) имеет на интервале T минимально возможный пик-фактор. Это очень важный эксплуатационный параметр. К сожалению, однако, предельная концентрация во времени этого сигнала достигается тем, что занимаемая им полоса частот теоретически не ограничена, практическая ширина его спектра (содержащая 99% мощности) $F_c \approx \frac{2}{T}$.

Комплексный канальный сигнал на гармонической несущей ω_0, соответствующий сообщению (1.5), можно записать в виде:

$$\left.\begin{aligned} &\dot{s}(t) = \dot{b}_{li}\,\dot{v}(t);\ \dot{v}(t) = A\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\omega_0 t+\varphi_0)}\,h(t-lT) \\ &\dot{b}_{li} = K_{\text{А}}\,a_{li} \text{ — при многоуровневой БАМ}^{1)} \\ &\dot{b}_{li} = \exp\left[\mathrm{i}\,K_{\Phi}\,a_{li}\right] \text{ — при ФМ} \\ &\dot{b}_{li} = \exp\left[\mathrm{i}\,K_{\text{ч}}\,a_{li}t\right] \text{ — при ЧМ} \end{aligned}\right\}, \qquad (1.6)$$

[1]) Также для двоичной системы с противоположными сигналами.

где $\dot{K}_А$, $\dot{K}_Ф$, $\dot{K}_Ч$, — крутизна характеристики соответствующего модулятора.

Если реальную часть сигнала (1.6) $s(t) = \mathrm{Re}\,\dot{s}(t)$ использовать в качестве зондирующего, то можно записать для комплексного сигнала на выходе канала с характеристикой $g(t, \xi)$

$$\dot{s}'(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(t-\xi)\, g(t, \xi)\, d\xi = A e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{b}_{li}(t-\xi)\, g(t, \xi)\, e^{-i\omega_0 \xi} h(t-\xi-lT)\, d\xi.$$

Ограничиваясь в дальнейшем рассмотрением систем с многоуровневой БАМ, представляющих наибольший интерес при построении эффективных скоростных систем с последовательной передачей сообщений, напишем

$$\dot{s}'(t) = a_{li}\, \dot{v}'(t), \qquad (1.7)$$

где $$\dot{v}'(t) = K_А \int_{-\infty}^{\infty} \dot{v}(t-\xi)\, g(t-\xi)\, d\xi = K_А A e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} g(t, \xi)\, e^{-i\omega_0 \xi} h(t-\xi-lT)\, d\xi. \qquad (1.8)$$

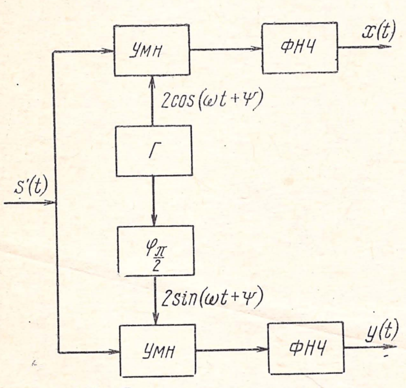


Рис. 1.2. Структурная схема квадратурного расщепителя

В аналоговых приемных устройствах удобнее анализировать не высокочастотный сигнал (1.8), а его низкочастотные квадратурные компоненты, выделяемые посредством «квадратурного расщепителя» [15, 20] (рис. 1.2), содержащего два умножителя (Умн.), опорный генератор гармонического сигнала (Г), фазовращатель на 90° (φ $\pi/2$), два фильтра низкой частоты (ФНЧ).

Обозначая частоту и начальную фазу опорного генератора «расщепителя» через $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ и $\psi = \varphi_0 + \Delta\varphi$, где $\Delta\omega$ и $\Delta\varphi$ — расстройки по частоте и фазе относительно несущей на передаче, квадратурные компоненты, соответствующие входному сигналу $\dot{s}'(t)$, можно определить формулами:

$$x(t) = \mathrm{Re}[\dot{s}'(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\,(\omega t - \psi)}];\quad y(t) = \mathrm{Im}[\dot{s}'(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\,(\omega t - \psi)}]. \quad (1.9)$$

Сигналу (1.7) соответствуют квадратурные компоненты:

$$\left.\begin{matrix} x(t) = \mathrm{Re} \\ y(t) = \mathrm{Im} \end{matrix}\right\} a_{li} K_{\mathrm{A}}\, A \mathrm{e}^{\mathrm{i}\,(\Delta\omega t + \Delta\varphi)} \int_{-\infty}^{\infty} g(t,\ \xi)\, h(t - \xi - lT)\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_0 \xi}\, d\,\xi. \quad (1.10)$$

Через низкочастотные квадратурные компоненты $x(t)$, $y(t)$ принимаемый сигнал s' можно выразить так:

$$s'(t) = \mathrm{Re}\,\dot{s}'(t) = x(t)\cos(\omega t + \psi) - y(t)\sin(\omega t + \psi). \quad (1.11)$$

Используя различные дискретные модели линейных каналов с рассеянием [14, 15], соотношения (1.7—1.11) можно существенно упростить.

Рассмотрим канал с дискретной многолучевостью, характерной для многих каналов связи, для которого [15, 21]

$$g(t,\ \xi) = \sum_{k=1}^{L} \gamma_k(t)\,\delta[\xi - \tau_k(t)], \quad (1.12)$$

где L — число лучей в канале; $\gamma_k(t)\tau_k(t)$ — коэффициент передачи и запаздывание k-го луча.

Интегрируя (1.8) и (1.10) с учетом фильтрующего свойства δ-функций, получаем:

$$\dot{s}'(t) = a_{li} K_{\mathrm{A}} \sum_{k=1}^{L} \gamma_k(t)\,\dot{v}\,[t - \tau_k(t)] = a_{li} K_{\mathrm{A}}\, A \mathrm{e}^{\mathrm{i}\,(\omega_0 t + \varphi_0)} \times \sum_{k=1}^{L} \gamma_k(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_0 \tau_k(t)}\, h(t - \tau_k - lT); \quad (1.13)$$

$$\left.\begin{matrix} x(t) = \mathrm{Re} \\ y(t) = \mathrm{Im} \end{matrix}\right\} a_{li} K_{\mathrm{A}}\, A \mathrm{e}^{\mathrm{i}\,(\Delta\omega t + \Delta\varphi)} \sum_{k=1}^{L} \gamma_k(t)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\omega_0 \tau_k(t)}\, h(t - \tau_k - lT). \quad (1.14)$$

Если запаздывание k-го луча записать так:

$$\tau_k(t) = \bar{\tau}_k + \Delta\tau_k, \tag{1.15}$$

где $\bar{\tau}_k$ — среднее значение запаздывания; $\Delta\tau_k$ — отклонение τ_k от среднего, и положить [20]

$$h(t - \tau_k) \approx h(t - \bar{\tau}_k), \tag{1.16}$$

то (1.13) и (1.14) принимает вид:

$$\left.\begin{aligned} \dot{s}'(t) &= a_{li} K_A A \sum_{k=1}^{L} \gamma_k \dot{v}(t - \bar{\tau}_k) = \sum_{k=1}^{L} \dot{\gamma}_k \dot{s}(t - \bar{\tau}_k) \\ \begin{matrix} x(t) = \mathrm{Re} \\ y(t) = \mathrm{Im} \end{matrix} &\Big\} e^{-i(\omega t - \psi)} \sum_{k=1}^{L} \gamma_k \dot{s}(t - \bar{\tau}_k) \end{aligned}\right\}, \tag{1.17}$$

где $\dot{\gamma}_k = \gamma_k e^{-i\varphi_k} = x_k + iy_k$ — комплексный коэффициент передачи по k-му лучу; x_k, y_k, $\varphi_k = \mathrm{arc\,tg}\,\frac{y_k}{x_k} = \omega_0 \Delta\tau_k$ — соответственно его квадратурные компоненты и фазовый сдвиг. Вещественную часть от (1.17) можно представить в виде

$$s'(t) = \sum_{k=1}^{L} x_k(t) s(t - \bar{\tau}_k) - y_k(t) \hat{s}(t - \bar{\tau}_k), \tag{1.18}$$

где $\hat{s}(t)$ — сигнал, сопряженный [21] сигналу $s(t)$.

При передаче многоуровневого БАМ сигнала соотношение (1.18) можно записать так:

$$s'(t) = K_A a_{li} \sum_{k=1}^{L} x_k(t) v(t - \bar{\tau}_k) - y_k(t) \hat{v}(t - \bar{\tau}_k), \tag{1.19}$$

где $\hat{v}(t)$ — сигнал, сопряженный $v(t)$.

Заметим, что (1.18) описывает принимаемый сигнал в многолучевом канале при передаче узкополосного сигнала $s(t)$ произвольной формы.

При отсутствии расстройки частот опорного на приеме и принимаемого сигналов ($\Delta\omega = 0$) и постоянстве параметров канала на интервале анализа [$\gamma_k(t) = \gamma_k$, $\tau_k(t) = \tau_k$] квадратурные компоненты принимаемого сигнала при зондировании многоуровневым БАМ сигналом

(или двоичным ФМ сигналом при манипуляции на $\pm\pi$ и $K_Ф = K_А$)

$$x(t) = a_{li} K_А A \sum_{k=1}^{L} x_k h(t - \bar{\tau}_k - lT) ; \qquad (1.20)$$

$$y(t) = a_{li} K_А A \sum_{k=1}^{L} y_k h(t - \bar{\tau}_k - lT). \qquad (1.21)$$

Подчеркнем (а это имеет немаловажное значение при измерении параметров канала по анализируемым сигналам), что сигналы (1.19), (1.20) и (1.21), соответствующие различным информационным символам, отличаются лишь постоянным множителем, известным на приеме.

Заметим, что, поскольку выбором начальной фазы опорного генератора ψ квадратурные компоненты $x(t)$, $y(t)$ в условиях обобщенно-гауссовых замираний всегда можно сделать независимыми [20, 24], раздельный анализ этих компонент может повысить надежность сведений, получаемых по ним о параметрах канала и передаваемой информации.

Если тактовый интервал T удовлетворяет условию

$$T < \Delta\tau_{мин}, \qquad (1.22)$$

где $\Delta\tau_{мин}$ — минимальное запаздывание между лучами, отдельные слагаемые (лучи) сигналов (1.19), (1.20) и (1.21) разделяются полностью.

С целью предельного уменьшения занимаемой сигналом полосы частот сглаживание сигнала (1.3) часто осуществляется посредством его пропускания через идеальный фильтр нижних частот с частотой среза $F_c = \frac{1}{2T}$[1]. Выходной сигнал при воздействии $a_{li}\delta(t - lT)$ и совмещении его пика с моментом $t = lT$ можно записать так:

$$b(t) = a_{li} A \frac{\sin 2\pi F_c (t - lT)}{2\pi F_c (t - lT)} . \qquad (1.23)$$

Сигнал (1.23), предельно концентрированный по полосе частот, теоретически неограничен во времени (рис. 1.3), что, однако, не мешает его использованию для последовательной передачи дискретных сообщений, выдаваемых

[1]) Выбирая время запаздывания t_0 (наклон фазо-частотной характеристики) из условия $t_0 \gg T$, практически всегда можно обеспечить условия физической реализуемости.

с тактовой частотой $\frac{1}{T}$, ибо в точках, кратных T, имеется вклад лишь от единственного информационного символа.

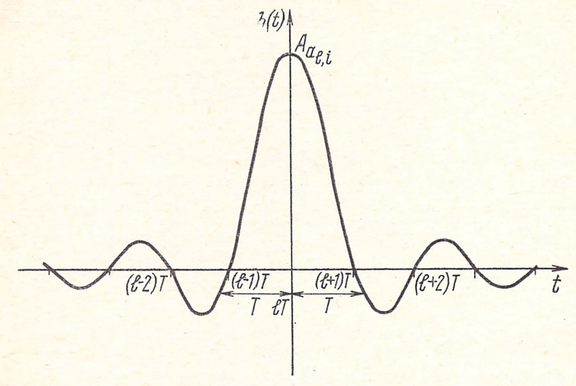


Рис. 1.3. Переходная характеристика идеального ФНЧ с граничной частотой F_c

Если сигналом (1.23) осуществить балансную амплитудную модуляцию гармонической несущей, то канальный сигнал

$$s(t) = a_{li} A K_A \frac{\sin 2\pi F_c (t - lT)}{2\pi F_c (t - lT)} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \qquad (1.24)$$

определяет также сигнал двоичной ФМ при манипуляции на $\pm\pi (a_{li} = \pm 1)$. Пик-фактор такого сигнала

$$\Pi = \frac{s^2(t)_{\text{макс}}}{\frac{1}{T_y}\int\limits_0^{T_y} s^2(t)\,dt}$$

(T_y — интервал усреднения), вычисленный при $T_y = T$ с учетом его узкополосности, дает результат

$$\Pi = \frac{1}{\frac{1}{\pi}\int\limits_0^{\pi} \frac{\sin^2 x}{x^2}\,dx]} \approx 2{,}62,$$

весьма близкий к предельному значению 2 [для сигнала (1,6)].

При отсутствии расстройки частот опорного генератора на приеме и принимаемого сигнала ($\Delta\omega=0$) и постоянстве параметров канала на интервале анализа квадратурные компоненты принимаемого сигнала и сам этот сигнал при зондировании сигналом (1.24) можно записать так:

$$\left.\begin{aligned} x(t) &= a_{li} K_{\text{А}} A \sum_{k=1}^{L} x_k \frac{\sin 2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)}{2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)} \\ y(t) &= a_{li} K_{\text{А}} A \sum_{k=1}^{L} y_k \frac{\sin 2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)}{2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)} \end{aligned}\right\} . \tag{1.25}$$

$$s'(t) = a_{li} K_{\text{А}} A \sum_{k=1}^{L} \frac{\sin 2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)}{2\pi F_{\text{с}} (t - \overline{\tau}_k - lT)} [x_k \cos(\omega_0 t + \psi) - $$

$$- y_k \sin(\omega_0 t + \psi)].$$

В более общем виде квадратурные компоненты принимаемого сигнала в канале с дискретной многолучевостью и неизменными на интервале анализа параметрами при БАМ модуляции запишем так:

$$\left.\begin{aligned} x(t) &= a_{li} \sum_{k=1}^{L} x_k \Phi_k (t - \overline{\tau}_k - lT) \\ y(t) &= a_{li} \sum_{k=1}^{L} y_k \Phi_k (t - \overline{\tau}_k - lT) \end{aligned}\right\} , \tag{1.26}$$

где $\Phi(t)$ определяется способом фильтрации и формой переносчика.

Требование более эффективного использования полосы частот канала вызвало за последние годы заметное развитие однополосных систем (ОБП) как на радиолиниях [15, 30], так и на проводных линиях дальней связи [2,5]. Существенная особенность таких систем — использование в качестве основного стандартного телефонного канала с граничными частотами $F_1=0{,}3$ кГц; $F_2=3{,}4$ кГц.

Канальный ОБП сигнал можно, например, получить так: промодулировать сигналом (1.23) поднесущую F_0, расположенную внутри полосы стандартного телефонного канала, а затем перенести этот спектр в область ка-

нальной несущей f_0. Однако другими методами удается получить однополосный сигнал, занимающий вдвое меньшую полосу частот.

Рассмотрим в этой связи особенности зондирующего сигнала $b(t)$, полученного при воздействии $a_{li}\delta(t-lT)$ на идеальный полосовой фильтр с граничными частотами F_1 и F_2. Совмещая пик выходного сигнала с моментом $t=lT$, можно записать для комплексного выходного сигнала

$$\dot{b}(t) = a_{li}A\int_{F_1}^{F_2} e^{i\omega(t-lT)}\,df = \frac{a_{li}A\,e^{i\frac{2\pi}{2}(F_1+F_2)(t-lT)}}{\pi(t-lT)} \times$$

$$\times\frac{e^{i\frac{2\pi}{2}(F_2-F_1)(t-lT)} - e^{-i\frac{2\pi}{2}(F_2-F_1)(t-lT)}}{2i}.$$

Обозначив среднюю частоту фильтра и половину его полосы пропускания соответственно через

$$F_0 = \frac{F_1+F_2}{2};\quad F = \frac{F_2-F_1}{2}, \tag{1.27}$$

напишем

$$\dot{b}(t) = a_{li}A_1 e^{i2\pi F_0(t-lT)}\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}, \tag{1.28}$$

где $A_1 = A_2 2F$ — постоянная.

Действительный сигнал на выходе полосового фильтра определится вещественной частью (1.28)

$$b(t) = a_{li}A_1\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}\cos 2\pi F_0(t-lT). \tag{1.29}$$

Потребуем теперь выполнения условий:

$$F_0 = 3F \text{ или } F_0 = 1{,}5F_c, \tag{1.30}$$

где $F_c = 2F$ — полоса частот, занимаемая сигналом. Тогда вместо (1.29) можно написать

$$b(t) = a_{li}A_1\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}\cos 6\pi F(t-lT). \tag{1.31}$$

График этого сигнала показан на рис. 1.4. Выбирая в (1.31) тактовый интервал

$$T = \frac{1}{4F} = \frac{1}{2F_c}, \tag{1.32}$$

получаем сигнал, предельно концентрированный по полосе частот, но вместе с тем теоретически неограниченный во времени. Это, однако, не мешает использованию тако-

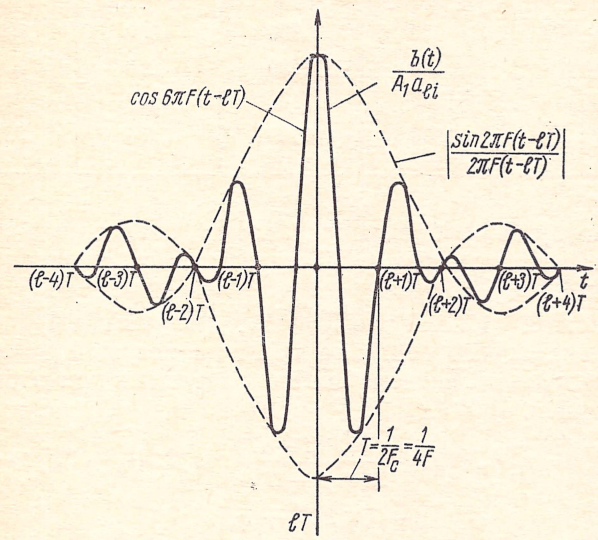


Рис. 1.4. Переходная характеристика идеального полосового фильтра со средней частотой полосы пропускания $3F$ и шириной $F_c=2F$

го сигнала для последовательной передачи элементарных кодовых посылок со скоростью

$$V=\frac{1}{T}=2F_c,\ \text{с}^{-1}, \tag{1.33}$$

ибо в точках, кратных T, на передаче имеется вклад лишь от единственного информационного символа (рис. 1.4).

При заданной скорости манипуляции V параметры F_1, F_2, F_0 и F_c, удовлетворяющие соотношениям (1.30), (1.33), сведены в табл. 1.1.

Как видно из этой таблицы, рассмотренный способ формирования ОБП сигнала позволяет при двоичном коде в полосе 1600 Гц передавать 3200 дв. ед/с, т. е. 2 двоичных единицы на каждый герц полосы частот в секунду.

Используя $m>2$ — позиционный код, — можно при АМ и ФМ в той же полосе частот увеличить скорость передачи информации в $\log_2 m$ раз.

ТАБЛИЦА 1.1

V, $\frac{\text{дв. ед}}{\text{с}}$	F_c, Гц	F_0, Гц	F_1, Гц	F_2, Гц
1200	600	900	600	1200
1600	800	1200	800	1600
2400	1200	1800	1200	2400
3200	1600	2400	1600	3200

Некоторые проблемы технической реализации синтезаторов узкополосных ОБП сигналов будут рассмотрены в гл. 4.

Умножая (1.31) на $e^{i(\omega_0 t+\varphi_0)}$, получим выражение для комплексного сигнала БАМ на несущей $f_0=\omega_0/2\pi$. Действительный сигнал ОБП определится при этом соотношением

$$s(t)=a_{li}A_1K_{\text{ОБП}}\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}\cos[2\pi(f_0+3F)t-$$
$$-6\pi FlT+\varphi_0]. \qquad (1.34)$$

При отсутствии расстройки частот опорного генератора на приеме и принимаемого сигнала ($\Delta\omega=0$) и постоянстве параметров канала на интервале анализа квадратурные компоненты принимаемого сигнала при зондировании сигналом (1.34) можно записать так:

$$x(t)=a_{li}A_1K_{\text{ОБП}}\sum_{k=1}^{L}x_k\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}; \qquad (1.35)$$

$$y(t)=a_{li}A_1K_{\text{ОБП}}\sum_{k=1}^{L}y_k\frac{\sin 2\pi F(t-lT)}{2\pi F(t-lT)}, \qquad (1.36)$$

где под $\varphi_k=\operatorname{arctg}\frac{y_k}{x_k}$ теперь подразумевается величина $\varphi_k=\omega_0\tau_k+\Delta\varphi-6\pi FlT$.

Принципы формирования предельно узкополосных сигналов детально разработаны в исследованиях, посвященных передаче данных [5, 26, 38, 19 и др.]. Рассмотренное здесь соотношение (1.30) является лишь частным случаем более общего соотношения $F_0=kF$, которое при

любом k обеспечивает неискаженную передачу отсчетов со скоростью $V=2F_c$.

Однако случай $k=3$ является во многих отношениях наиболее удобным. Спектр сигнала ограничен при этом октавой $F_2/F_1=2$; точки отсчетов расположены в кратные моменты времени $t_l=lT$; сигнал может быть сформирован с использованием «лучшей» (наименее искаженной) части тонального спектра.

Использовать сигнал типа (1.31) в системе передачи данных предполагается следующим образом. Решетчатая функция (1.3), отображающая передаваемое сообщение, подается на формирователь узкополосного сигнала. Получающийся канальный сигнал в отсчетных точках $t_l=lT$ пропорционален передаваемым кодовым символам a_{li}. Проходя по каналу с неизбежными линейными искажениями, сигнал деформируется таким образом, что его отсчетные значения содержат, кроме полезного слагаемого, межсимвольные переходные помехи, которые могут достичь значений, вызывающих ошибки. При увеличении основания кода m (числа уровней) требования к равномерности частотной характеристики становятся более жесткими. При $m\to\infty$, когда передаются непрерывные сигналы, ошибки в определении a_l наступают при любом отличии частотной характеристики $K(i\omega)$ канала в используемой полосе от идеальной:

$$|\dot{K}(i\omega)| = \text{const};$$

$$\arg[\dot{K}(i\omega)] = -\omega\tau_з.$$

Следует заметить, что фазо-частотная характеристика

$$\arg[\dot{K}(i\omega)] = \varphi_0 - \omega\tau_{гр};\quad \varphi_0 \neq n\pi\,(n = 0,\ 1,\ 2\ \cdot\ \cdot\ \cdot)$$

при использовании предельно узкополосного сигнала (1.31) также вызывает межсимвольную интерференцию, так как нули сомножителей, образующих этот сигнал, располагаются в несовпадающие моменты времени, вследствие чего и множество нулей произведения не содержит подмножества $t_l=lT$. Это обстоятельство заставляет жестко выдерживать условие $\varphi_0=n\pi$, которое впрочем легко выполнимо в пилотной системе (при модуляции ОБП с остатком несущей).

Даже в двоичной системе ($m=2$), когда требования к $K(i\omega)$ минимальны, отклонение частотной характеристики от идеальной, создавая межсимвольную помеху,

уменьшает помехоустойчивость приема по отношению к шумам.

Для уменьшения искажений в системах передачи данных нашли широкое применение корректоры, дополняющие характеристику канала до идеальной. Такой корректор может быть установлен на передающей стороне и выполнять роль предыскazителя, если параметры канала фиксированы. В противном случае корректор целесообразно включить на приеме.

Разработка автоматических корректоров [5, 18, 43, 44, 46, 49 и др.], минимизирующих межсимвольную помеху, позволила применять для передачи данных даже каналы с медленно меняющимися параметрами и коммутируемые каналы. Время, необходимое для подстройки корректора, ограничивает сверху допустимую скорость изменения параметров канала. Осуществляемое при этом линейное выравнивание оставляет канал непрерывным («прозрачным»), что позволяет включать автоматический корректор до или после приемника, производящего линейные операции (фильтрацию, стробирование и др.)

Принципиально другой метод борьбы с межсимвольной интерференцией, обусловленной любыми причинами (неравномерность ЧХ, многолучевость), может быть реализован в дискретном канале с применением теории и техники оптимального приема. Он рассмотрен во второй главе и предполагает знание формы импульсного отклика тракта передачи или его отсчетов в моменты времени lT.

Очевидно, что для упрощения приемной аппаратуры желательно, чтобы число ненулевых отсчетов, которые должны быть учтены алгоритмом обработки сигнала, было минимальным. Это означает, что импульсный отклик канала (вместе с предыскажающим фильтром) $g(t)$ должен быть предельно сжат во времени, что, в свою очередь, противоречит требованию его сжатия по спектру. При выборе оптимального соотношения временно́й и спектральной структуры сигнала надо иметь в виду, что эффективная длительность импульсного отклика определяется не столько шириной спектра, сколько формой «среза». Идеальная прямоугольная форма с крутым срезом порождает самую большую длительность. Пологий «кососимметричный» срез приводит к увеличению скорости затухания импульсного отклика, причем в отсчетных точках (кроме $t=0$) его значения

остаются равными нулю. Незначительное расширение спектра за счет пологости среза спектра приводит к значительному сужению во времени импульсного отклика $g(t)$. Так, при наиболее пологом косинусоидальном срезе [19]

$$g(t) = \frac{1}{T} \cdot \frac{\sin \frac{2\pi}{T} t}{\frac{2\pi}{T} t \left[1 - \frac{4t^2}{T^2}\right]}$$

огибающая $g(t)$ затухает обратно пропорционально кубу времени. Представление о концентрации во времени $g(t)$ для указанных двух случаев дает рис. 1.5, на ко-

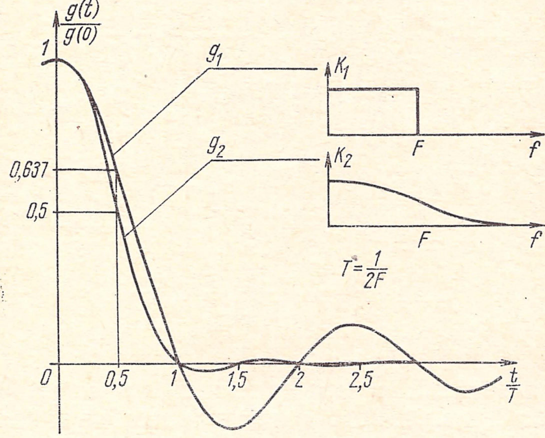


Рис. 1.5. Переходная характеристика косинусоидального фильтра

тором в одном масштабе даны импульсные отклики фильтров нч с прямоугольной (1) и косинусоидальной (2) характеристиками.

Реализация корреляционного приема при известной форме импульсного отклика канала позволяет снять существенное ограничение, накладываемое на допустимые формы $g(t)$ методами линейного выравнивания, а именно, требование $g(lT)=0$ при $l \neq 0$. Остается лишь требование предельной концентрации $g(t)$ во времени. Это означает, что сигнал должен быть предыскажен таким образом, чтобы в точке приема он оказался сжатым в узкий импульс с быстро затухающим до- и по-

следействием, и для его хранения в приемнике требовалось бы минимальное число ячеек памяти. При этом допустимы формы $g(t)$, не обращающиеся в нуль при $t=lT$ и даже несимметричные относительно главного максимума. Это открывает возможность применения

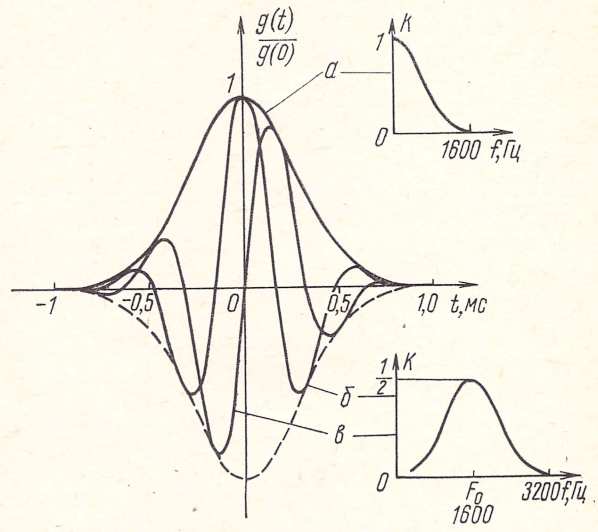


Рис. 1.6. Переходная характеристика гауссовых фильтров

гауссова сигнала и порожденных им модулированных сигналов (рис. 1.6). На рисунке выбран конкретный масштаб времени и частоты; общее выражение для

$$g_1(t) = \frac{\beta}{\sqrt{\pi}} e^{-\beta^2 t^2} \quad K_1(\omega) = e^{-\frac{\omega^2}{4\beta^2}},$$

$$\left.\begin{aligned} g_2(t) &= \frac{\beta}{\sqrt{\pi}} e^{-\beta^2 t^2} \cos \Omega_0 t \\ g_3(t) &= \frac{\beta}{\sqrt{\pi}} e^{-\beta^2 t^2} \sin \Omega_0 t \end{aligned}\right\} \left| K_{2,3}(\omega) \right| = \frac{1}{2} e^{-\frac{(\omega-\Omega_0)^2}{4\beta^2}}$$

конкретизировано для $\beta \approx 2500$ (1/с) и $F_0 \approx 1600$ Гц, причем $F_0 = 2\beta/\pi$; $\Omega_0 = 2\pi F_0 = 4\beta$. Сигналы (б) и (в) имеют одинаковую огибающую и различаются лишь фазой заполнения.

Из рис. 1.6 видно, что при выбранных β и F_0 на приеме следует учесть лишь элементы реакции $g(t)$, рассредоточенные в интервале от —0,8 до 0,8 мс общей шириной 1,6 мс.

Спектры с косинусоидальным и гауссовым (колокольным) срезами позволяют практически не использовать краевые участки тонального диапазона, обладающие, как правило, худшими характеристиками группового времени запаздывания (ГВЗ) по сравнению со средним участком.

Подводя итог изложенному, можно утверждать, что предположение о возможности оптимальной (корреляционной) обработки узкополосного сигнала позволяет по-иному ставить требования к временно́й и спектральной структуре сигнала, выдвигая на первый план условие максимального сжатия импульсного отклика канала во времени.

Реальные каналы с рассеянием относятся, вообще говоря, к числу нестационарных, поскольку их параметры меняются во времени. Скорость изменения параметров канала характеризуется временем корреляции $\tau_к \approx 1/F_р$ квадратурных компонент $x_к$, $y_к$. Чтобы уследить за этими изменениями, зондирующие (испытательные) импульсы [15, 20] следует подавать в канал с периодом

$$T_и < \tau_к \text{ или } \frac{1}{T_и} > F_р. \tag{1.37}$$

С другой стороны, для того чтобы реакции канала на последовательно передаваемые импульсы не перекрывались во времени, что является непременным условием изучения характеристик канала сигналами с малой базой, должно быть

$$T_и \geqslant \tau_р \text{ или } \frac{\tau_р}{T_и} \leqslant 1. \tag{1.38}$$

Объединяя условия (1.37) и (1.38), имеем следующее условие для импульсного зондирования канала:

$$\tau_р F_р < 1, \tag{1.39}$$

которое выполняется для всех каналов с рассеянием, представляющим практический интерес для систем связи [15, 34]. Величину $\tau_р F_р$ обычно называют фактором рассеяния.

Подчеркнем, что вся информация о канале содержится в квадратурных компонентах $x(t)$, $y(t)$, полученных при импульсном зондировании. Их чаще всего можно считать двумя независимыми медленно меняющимися случайными процессами [24].

Для подавляющего большинства каналов с рассеянием процессы $x(t)$, $y(t)$ в данном сечении определяются суммированием большого числа реакций на независимые входные воздействия на интервале памяти канала. Поэтому эти процессы могут считаться гауссовыми, но в общем случае с различными математическими ожиданиями $m_x(t)$, $m_y(t)$, различными дисперсиями $\sigma^2{}_x(t)$, $\sigma^2{}_y(t)$, но одинаковыми коэффициентами корреляции $R_x(\tau)=R_y(\tau)=R(\tau)$ [24]. Это обобщенно-гауссовая модель канала или, в рамках одномерных распределений, четырехпараметрическая модель [20]. Обобщенно-гауссовая модель канала [32, 45, 47 и др.] может быть объяснена различными механизмами распространения радиоволн [22].

Эту вероятностную модель можно использовать в радиосвязи для каждого из приходящих к месту приема «лучей», состоящих, в свою очередь, из большого числа компонент («подлучей») [20]. Как показывают экспериментальные данные, в кв диапазоне частот на интервалах сеанса связи взаимные фазовые сдвиги регулярных компонент отдельных лучей принимают случайные значения [15].

1.2. АДДИТИВНЫЙ ШУМ В КАНАЛЕ И ЕГО СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

Принимаемое на интервале анализа в месте приема колебание[1])

$$z(t)=s'(t)+u(t), \tag{1.40}$$

т. е. помимо полезного сигнала $s'(t)$ во всех реальных каналах имеется и аддитивная шумовая компонента $u(t)$, которую можно аналогично (1.11) записать в виде

$$u(t)=x_ш(t)\cos(\omega t+\psi)-y_ш(t)\sin(\omega t+\psi), \tag{1.41}$$

где $x_ш(t)$, $y_ш(t)$ — квадратурные компоненты шума.

Источники аддитивного шума в каналах радиосвязи имеют различную природу [20, 34], тем не менее во многих случаях, если исключить импульсные помехи из ана-

[1]) В любой из ветвей при разнесенном приеме [20].

лиза, в качестве модели для этого шума можно принять обобщенно-гауссовую, т. е. процессы $x_{ш}(t)$, $y_{ш}(t)$ можно считать независимыми и гауссовыми (вообще говоря, нестационарными), с произвольными $m_{x\,ш}(t)$, $m_{yш}(t)$, $\sigma^2{}_{xш}$, $\sigma^2{}_{yш}$ и коэффициентами корреляции $R_{xш}(\tau)=R_{yш}(\tau)=R_{ш}(\tau)$ [20, 24]. Это можно объяснить следующими соображениями:

1. Аддитивными при приеме сигналов заданного передатчика в радиосвязи являются сигналы других «мешающих» передатчиков, которые образуют «сигнал» с той же статистической структурой, что и полезный сигнал, для которого обобщенно-гауссовая модель достаточно универсальна.

2. «Регулярная» компонента аддитивного шума [ненулевые значения $m_{xш}(t)$, $m_{yш}(t)$] может быть на интервале анализа обусловлена медленно меняющимся квазидетерминированным мешающим процессом.

3. Суммирование двух или более коррелированных стационарных на интервале анализа шумовых гауссовых процессов $u_k(t)=x_k(t)\cos(\omega t+\psi_k)-y_k(t)\sin(\omega t+\psi_k)$ (у которых $m_{xk}=m_{yk}=0$, $\sigma^2{}_{xk}=\sigma^2{}_{yk}=\sigma^2{}_k$) образует суммарный (теперь уже нестационарный) гауссовый процесс с различными дисперсиями квадратурных компонент (или, что то же, дисперсии квадратурных компонент равны, но эти компоненты взаимокоррелированны) [20, 48].

4. Из обобщенно-гауссовой как частная следует наиболее распространенная в анализе модель аддитивного шума в виде стационарного нормального процесса ($m_{xш}=m_{yш}=0$, $\sigma^2{}_{xш}=\sigma^2{}_{yш}=\sigma^2$).

Полагая, что аддитивный шум в канале присутствует в полосе частот не уже, чем в полосе F_c полезного сигнала, можно написать следующее выражение для многомерной плотности шумового процесса $u(t)$, отсчитанного в независимых сечениях квадратурных компонент, разнесенных на $\Delta t=1/F_c$:

$$w(u)=K\exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}\frac{[x_{шk}-m_{xшk}(t)]^2}{\sigma^2_{xшk}(t)}-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}\frac{[y_{шk}-m_{yшk}(t)]^2}{\sigma^2_{yшk}(t)}\right\}; \qquad (1.42)$$

K — постоянная, определяемая из условий нормирования.

Если дисперсии независимых квадратурных компонент шума могут считаться неизменными на интервале анализа $[0, T_а]$ ($\sigma^2_{xш} = \frac{F_с}{2} G_{xш}$, $\sigma^2_{yш} = \frac{F_с}{2} G_{yш}$, где $\sigma_{xш}$, $\sigma_{yш}$ — энергетические спектры квадратурных компонент шума в анализируемой полосе частот $F_с$), то (1.42) можно записать так:

$$w(u) = K \exp\left\{-\frac{1}{G_{xш}} \sum_{k=1}^{n} [x_{шk} - m_{xk}(t)]^2 \Delta t - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{G_{yш}} \sum_{k=1}^{n} [y_{шk} - m_{yk}(t)]^2 \right\} \qquad (1.43)$$

или [7]

$$w(u) = K \exp\left\{-\frac{1}{G_{xш}} \int_0^{T_а} [x_ш(t) - m_{xш}(t)]^2 dt - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{G_{yш}} \int_0^{T} [y_ш(t) - m_{yш}(t)]^2 dt \right\}. \qquad (1.44)$$

Когда процессы $m_{xш}(t)$, $m_{yш}(t)$ точно известны в месте приема на интервале анализа, то можно подвергнуть анализу процесс

$$\overset{\circ}{z}(t) = z(t) - [m_{xш}(t) \cos(\omega t + \psi) - m_{yш}(t) \sin(\omega t + \psi)] =$$

$$= s'(t) + \overset{\circ}{u}(t)$$

и без потери общности написать для плотности вероятности анализируемого отрезка шума, квадратурные компоненты которого характеризуются равномерным энергетическим спектром

$$w(u) = K \exp\left\{-\frac{\Delta t}{G_{xш}} \sum_{k=1}^{n} \overset{\circ}{x}{}^2_{kш} - \frac{\Delta t}{G_{yш}} \sum_{k=1}^{n} \overset{\circ}{y}{}^2_{kш}\right\} =$$

$$= K \exp\left\{-\frac{1}{G_{x\text{ш}}}\int\limits_0^{T_\text{а}} \overset{\circ}{x}{}^2_\text{ш}(t)\,dt - \frac{1}{G_{y\text{ш}}}\int\limits_0^{T_\text{а}} \overset{\circ}{y}{}^2_\text{ш}(t)\,dt\right\}. \quad (1.45)$$

Здесь $\overset{\circ}{u}(t)$, $\overset{\circ}{x}_\text{ш}(t)$, $\overset{\circ}{y}_\text{ш}(t)$ — центрированное значение шумового процесса и его квадратурных компонент.

С целью упрощения выкладок и сопоставления с имеющимися в литературе результатами мы в дальнейшем примем простейшую, но вместе с тем и достаточно универсальную модель для аддитивного шума в виде стационарного гауссовского процесса с равномерным в пределах полосы $F_\text{с}$ энергетическим спектром $G_\text{ш} = \frac{G_{\text{ш}x}}{2} = \frac{G_{\text{ш}y}}{2}$ (модель «белого шума»).

Для плотности вероятности отрезка такого шума

$$w(u) = K \exp\left[-\frac{1}{2G_\text{ш}}\int\limits_0^{T_\text{а}} x^2_\text{ш}(t)\,dt - \frac{1}{2G_\text{ш}}\int\limits_0^{T_\text{а}} y^2_\text{ш}(t)\,dt\right] =$$

$$= K \exp\left[-\frac{1}{G_\text{ш}}\int\limits_0^{T_\text{а}} u^2(t)\,dt\right]. \quad (1.46)$$

Выводы

1. Отличительная особенность многоуровневых систем модуляции, облегчающая задачу формирования ожидаемых в месте приема вариантов сигнала в условиях межсимвольной интерференции, — одинаковая форма последних; отдельные варианты различаются только масштабным множителем, определяемым информационным символом.

2. В полосе стандартного телефонного канала возможно формирование сигнала, приемлемого для передачи дискретных сигналов со скоростью 3200 посылок в секунду.

3. Аддитивные шумы во многих каналах радиосвязи могут описываться обобщенно-гауссовой моделью, из которой, в частности, следует модель стационарного гауссового шума.

Глава 2

ОПТИМАЛЬНАЯ И СУБОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

2.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРИНИМАЕМОГО КОЛЕБАНИЯ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИМВОЛОВ

Обозначим через A_l произвольный символ, переданный по каналу в момент времени $t=lT$[1]) ($l=1, 2, 3, ..., n$). При использовании m-позиционного кода A_l принимает одно из значений $a_i (i=1, 2, 3, ..., m)$. Равенство $A_l=a_{li}$ означает, что i-й символ передан в l-й момент времени.

Обозначая элемент канального сигнала на передаче через $s(t)$, а его реализацию, соответствующую символу a_i, через $s_i(t)$, можно написать при условии, что $A_l=a_{li}$:

$$s_l(t-lT)=s_i(t-lT). \tag{2.1}$$

Случайный сигнал, переданный за n тактовых интервалов,

$$s(t)=\sum_{l=1}^{n} s_l(t-lT). \tag{2.2}$$

Канальный сигнал $s_i(t)$ при многоуровневой модуляции связан с информационным символом a_i простым соотношением

$$s_i(t)=a_i v(t). \tag{2.3}$$

Вид функции $v(t)$ при различных способах формирования сигнала рассматривался в § 1.1.

---

[1]) В книге рассматриваются только синхронные системы, для которых тактовый интервал неизменен и с большой точностью известен на приеме.

Сигнал на выходе канала (в любой из ветвей при разнесенном приеме) при передаче только $s_l(t)$ определяется сверткой

$$s'_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_l(t-\xi)\, g(t, \xi)\, d\xi, \qquad (2.4)$$

а при передаче сигнала (2.2) выходной сигнал

$$s'(t) = \sum_{l=1}^{n} s'_l(t - lT). \qquad (2.5)$$

Если квадратурные компоненты, соответствующие сигналу (2.4), обозначить через $x_l(t)$ и $y_l(t)$, то квадратурные компоненты процесса (2.5) можно записать в виде:

$$x(t) = \sum_{l=1}^{n} x_l(t - lT); \quad y(t) = \sum_{l=1}^{n} y_l(t - lT). \qquad (2.6)$$

Практически всегда можно считать, что как элементарный сигнал на передаче $s_l(t)$, так и память канала $\tau_р$ [протяженность $g(t, \xi)$ по переменной ξ] ограничены во времени. Но тогда функция $s'_l(t)$ также ограничена во времени, пусть интервалом, не превышающим $(B+1)T$ (B — целое число [20], которое назовем относительной памятью канала по рассеянию). Обозначим элементы сигнала (2.4) длительностью T при $A_l = a_i$ через g_{ik}. Тогда можно написать

$$s'_l(t)_i = \sum_{k=0}^{B} g_{ik}(t - lT - kT), \qquad (2.7)$$

полагая, что k-й элемент этого сигнала длительностью T отличен от нуля лишь в промежутке $0 \leqslant t - kT \leqslant T$ [20]. Квадратурные компоненты для g_{ik} обозначим соответственно через g_{ikx} и g_{iky}. Тогда квадратурные компоненты, соответствующие сигналу $s'_l(t)_i$, можно представить так:

$$x'_l(t)_i = \sum_{k=0}^{B} g_{ikx}(t - lT - kT); \quad y'_l(t)_i = \sum_{k=0}^{B} g_{iky}(t - lT - kT). \qquad (2.8)$$

В соответствии с принятыми выше ограничениями на приеме могут перекрываться реакции канала не более чем на $B+1$ последовательных элементарных сигналов.

Часть сигнала (2.5) в l-м временном интервале на выходе канала можно записать в виде:

$$s'(t)^l = \sum_{k=0}^{B} g_{ik}(t - lT); \; lT \leqslant t \leqslant (l+1)T;$$
$$i = 1, 2, 3, \ldots, m. \tag{2.9}$$

Суммарное колебание, принятое в течение временного интервала $lT \leqslant t \leqslant (l+1)T$ (сигнал плюс шум), обозначим через

$$z(t)^l = s'(t)^l + u(t)^l, \tag{2.10}$$

где $u(t)^l$ — аддитивный шум на рассматриваемом интервале. Очевидно, что в соответствии с принятыми выше ограничениями $z(t)^l$ зависит от значений не более $B+1$ символов A_{l-B}, A_{l-B+1}, ..., A_l. Взаимное влияние между символами (межсимвольная интерференция) имеет место, если $B>0$.

Квадратурные компоненты, соответствующие сигналу (2.9), могут быть определены соотношениями:

$$x'(t)^l = \sum_{k=0}^{B} g_{ikx}(t - lT); \; y'(t)^l = \sum_{k=0}^{B} g_{iky}(t - lT);$$
$$lT \leqslant t \leqslant (l+1)T; \; i = 1, 2, 3, \ldots, m. \tag{2.11}$$

Колебание (2.10) определяется своими квадратурными компонентами:

$$\left.\begin{aligned} x_\Sigma(t)^l &= x'(t)^l + x_{\text{ш}}(t)^l \\ y_\Sigma(t)^l &= y'(t)^l + y_{\text{ш}}(t)^l \end{aligned}\right\}. \tag{2.12}$$

Заметим, что если обработку принимаемого колебания вести лишь по дискретным временным выборкам с шагом Котельникова $\Delta t = 1/2F_c = T$, то скорость образования этих выборок равна скорости передачи символов, и, следовательно, на каждый символ может быть получена лишь одна выборка. Другими словами, в этом случае величины $x_\Sigma(t)^l$, $y_\Sigma(t)^l$, а также $x'(t)^l$, $y'(t)^l$ будут представлены одной единственной выборкой на интервале $lT \leqslant t \leqslant (l+1)T$.

Такой анализ квадратурных компонент в последовательных системах по одному отсчету в практически

интересных случаях не ведет к потере информации о принимаемом сообщении и особо привлекателен при использовании предельно узкополосных сигналов.

Будем считать, что интервал анализа в месте приема $T_а$, на котором принимается решение о переданном символе A_l, кратен величине тактового интервала T, т. е.

$$T_а = (1 + D) T; \ D = 0, 1, 2, 3 \cdot \cdot \cdot, \tag{2.13}$$

D будем называть фиксированной задержкой решения о символе A_l.

Величина D может, в принципе, быть как больше, так и меньше величины B (определяемой относительной памятью канала).

Естественно, однако, что работа с задержками $D<B$ в каналах с рассеянием, упрощая обработку сигнала, ведет к определенной потере помехоустойчивости за счет недоиспользования всей энергии рассеянного сигнала.

Если задержка сигнала $D>B$, то, в принципе, может быть улучшена помехоустойчивость передачи по сравнению со случаем $D=B$, если последовательно передаваемые символы взаимокоррелированны и в канале действует коррелированный аддитивный шум. Предельно возможная помехоустойчивость естественно достигается при $D \to \infty$, если реализовать оптимальный прием в целом всей цепочки символов, переданных по каналу. Это приближает нас к условиям оптимального кодирования [40].

Если корреляцией передаваемых символов и аддитивного шума канала (на интервале, превышающем T) можно пренебречь, то при $D=B$ и оптимальном поэлементном приеме можно достичь помехоустойчивости, которая мало отличается от предельно возможной.

На интервале $T_а=(B+1)T$ принимаемое колебание (сигнал плюс шум) можно записать в виде

$$z(t) = s_r^x(t, A_l) + u(t), \tag{2.14}$$

где $u(t)$ — реализация шума на анализируемом интервале, а $s^x_r(t, A_l) = s'_l(t) + g_{ми}(t)$ — r-я реализация сигнала на интервале анализа при условии, что передающая сторона передала последовательно анализируемый во времени символ A_l; $s'_l(t)$ — сигнал в месте приема, обусловленный только анализируемым символом; $g_{ми}(t)$ —

сигнал, обусловленный на интервале анализа посылками, следующими до и после анализируемой, т. е. межсимвольной интерференцией.

При фиксированных на интервале протяженностью $(2B+1)T$ параметрах канала можно записать

$$g_{\text{ми}}(t) = \sum_{l=1}^{B} s'_{i\,(l)}(t+lT) + \sum_{l=1}^{B} s'_{i\,(l)}(t-lT), \qquad (2.15)$$

$i(l)$ принимает значение 1, 2, 3, ..., m.

В (2.15) первая сумма определяет на интервале анализа остаточное колебание от предшествующих посылок [которое обозначим через $g_{\text{ост}}(t)$], в то время как вторая сумма определяет сигнал, обусловленный посылками, следующими за анализируемой.

Число реализаций сигнала $s^x{}_r(t, A_l)$ по информационному параметру

$$N = m^{2B+1}. \qquad (2.16)$$

Это возможное число цепочек, содержащих $2B+1$ символов, каждый из которых может принять одно из m возможных значений.

Если осуществить прием в «целом» конечного числа M переданных символов A_l, A_{l+1}, ..., A_{l+M} и анализ вести на интервале [1])

$$T_{\text{а}} = (M+B)\,T, \qquad (2.17)$$

можно, в принципе, улучшить верность.

При анализе символа A_l на интервале (2.17) должна быть известна последовательность:

$$z(t)^l,\ z(t)^{l+1},\ \cdot\ \cdot\ \cdot,\ z(t)^{l+D}$$

или соответствующие последовательности квадратурных компонент:

$$\left.\begin{matrix} X_\Sigma(t)^l,\ X_\Sigma(t)^{l+1},\ \cdot\ \cdot\ \cdot,\ X_\Sigma(t)^{l+D} \\ Y_\Sigma(t)^l,\ Y_\Sigma(t)^{l+1},\ \cdot\ \cdot\ \cdot,\ Y_\Sigma(t)^{l+D} \end{matrix}\right\}. \qquad (2.18)$$

---

[1]) Чтобы на этом интервале исключить влияние последующих и предыдущих символов, можно оставлять специальные защитные промежутки [20], что в дальнейшем будем предполагать при рассмотрении приема в целом цепочек символов.

2.2. МЕТОДЫ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ РАССЕЯНИЯ КАНАЛА И СПЕЦИФИКА ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЕМА В ЦЕЛОМ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

Первая отечественная работа, посвященная методам, называемым ныне адаптивной компенсацией (переходного процесса в канале), выполнена с участием одного из авторов этой книги [9]. К сожалению, название этой работы «Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин», непосредственно не выражало ее проблематику и возможно послужило причиной того, что статья для многих специалистов осталась долго незамеченной. Вместе с тем в этой работе впервые не только предложен метод адаптивной компенсации на временно́й основе переходного процесса в канале, но намечен и второй подход к решению проблемы надежной передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции— построение приемных устройств, минимизирующих среднюю вероятность ошибки. За рубежом первые работы по адаптивной компенсации принадлежат Е. Кеттель [43, 44].

Компенсация переходного процесса в канале на частотном языке сводится к последовательному включению с каналом (на входе приемника) корректирующего четырехполюсника с комплексным коэффициентом передачи $K_{\text{кор}}(i\omega)$, обратным передаточной функции канала $K(i\omega)$ [преобразование Фурье от импульсной переходной характеристики $g(t)$]:

$$K(i\,\omega)_{\text{кор}} = \frac{1}{K(i\,\omega)}\,. \qquad (2.19)$$

На самом деле, если параметры линейного канала считать неизменными, то входной $s(t)$ и выходной $s'(t)$ сигналы связаны интегральным соотношением

$$s'(t) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} g(\xi)\, s(t-\xi)\, d\,\xi. \qquad (2.20)$$

Если даже считать, что характеристика канала $g(t)$ и принимаемый сигнал $s(t)$ (при пренебрежении шумом) известны точно, то все равно о точном нахождении входного непрерывного сигнала $s(t)$ говорить не приходится, ибо в такой постановке задача некорректна [33]. Тем

не менее с заданной погрешностью сигнал $s(t)$, ограниченный во времени и энергии, может быть определен [37] обратным преобразованием Фурье:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(i\,\omega)\,\frac{1}{K(i\,\omega)}\,e^{i\omega t}\,df, \tag{2.21}$$

что и объясняет результат (2.19).

При изменении параметров канала с рассеянием во времени корректор или компенсатор (2.19) должен строиться как адаптивный (подстраиваемый).

Проблема построения адаптивных компенсаторов нашла инженерное решение не на частотной, а на временно́й основе [11, 15, 29, 43, 44, 46, и др.].

Основные трудности, связанные с построением таких компенсаторов, заключаются в том, что невозможно полностью пренебречь аддитивным шумом в канале, поэтому при проектировании компенсаторов приходится искать компромисс между степенью компенсации переходного процесса в канале и фильтрации шума.

Различные авторы пользуются различными критериями оптимальности при построении линейных компенсаторов [например, 15, 17, 18].

Большое распространение нашли компенсаторы, построенные на основе длинных линий с множеством отводов, где производится взвешивание сигналов и их суммирование (трансверсальные фильтры [11, 15 и др.].

Синтез оптимальных трансверсальных фильтров стал практически возможен благодаря разработанному итерационному методу последовательного синтеза.

Метод этот заключается в том, что корректирующая цепь $K_{\text{кор}}(i\omega)$ (трансверсальный фильтр) строится последовательно во времени таким образом, чтобы на каждой стадии его построения выходной сигнал все больше и больше приближался к некоторому желательному виду [11, 46].

Адаптивные линейные компенсаторы часто строятся на основе линии задержки с обратной связью — рециркуляторов. При определенных характеристиках канала компенсатор с обратной связью возбудится, если не принимать специальных мер [34]. Меры эти могут заключаться в введении «квантизированной» обратной связи [49]. Хотя и построен ряд практических последовательных систем передачи дискретных сообщений на основе

линейных адаптивных компенсаторов как для проводных, так и радиоканалов [11, 46, 49], обеспечивающих передачу при использовании шестипозиционного кода порядка 9000 дв. ед/с в полосе стандартного телефонного канала, тем не менее помехоустойчивость этих систем ниже предельно возможной. Это объясняется тем, что в каналах со случайными шумами восстановление формы передаваемых сигналов (идеальная коррекция характеристик каналов) не обеспечивает еще минимизацию числа ошибочных решений приемника.

Эту мысль можно подтвердить простым примером. Пусть на некотором интервале времени импульсный отклик канала, измеренный после стробирования, сосредоточен в двух отсчетах противоположного знака и равной интенсивности (дискретная многолучевость +1—1). Соответствующая ему передаточная характеристика канала содержит нули на частотах, кратных величине, обратной временно́му сдвигу между этими отсчетами. Линейный выравниватель, стремясь дополнить характеристику канала до идеальной, даст на этих частотах сомножитель «бесконечность». Шум, поступающий на вход выравнивателя, будет усилен во столько же раз. Это приводит к характерным флуктуациям на выходе выравнивателя, представляющим собой «звон» гребенчатого фильтра при приближении к бесконечности величины пиков его частотной характеристики.

Подобных частных примеров, характеризующихся ростом шумов, можно привести много.

Совершенно очевидно, что предельную помехоустойчивость систем в каналах с межсимвольной интерференцией и шумами можно обеспечить лишь на основе построения оптимальных приемников. При этом приходится жертвовать линейностью («прозрачностью») получающегося приемного устройства.

На рис. 2.1 приведены экспериментальные данные, заимствованные из [11], иллюстрирующие выигрыш по помехоустойчивости оптимального поэлементного приема двоичных символов (который, как мы увидим ниже, строго реализуется лишь нелинейной схемой) при различной величине параметра задержки $D=0$, 1, 2, 3, 4, 5, ∞ по сравнению с линейным компенсатором, построенным на основе трансверсального фильтра с 15 отводами. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум h^2 (когда переходная характеристика кана-

ла определяет перекрытие $1+B=6$ соседних посылок) дана для нелинейного обнаружителя сплошными кривыми, а для линейного компенсатора (выравнивателя) — пунктирной кривой.

Самая нижняя — контрольная — кривая на рисунке 2.1 отмечает вероятность ошибки в неискажающем канале в предположении, что вся энергия импульсного отклика сосредоточена в одном отсчете. Как видно из рисунка, при $D \geqslant 3$ выигрыш, даваемый оптимальным поэлементным приемом, весьма существен.

Переходя к исследованию алгоритмов оптимальной обработки сигнала в каналах с рассеянием, заметим, что если последовательно передаваемые символы и элементы принимаемого сигнала коррелированы, предельную помехоустойчивость может обеспечить прием в целом всех M переданных кодовых элементов A_l путем анализа $M+B$ элементов принимаемого сигнала на интервале $T_а=(M+B)T$.

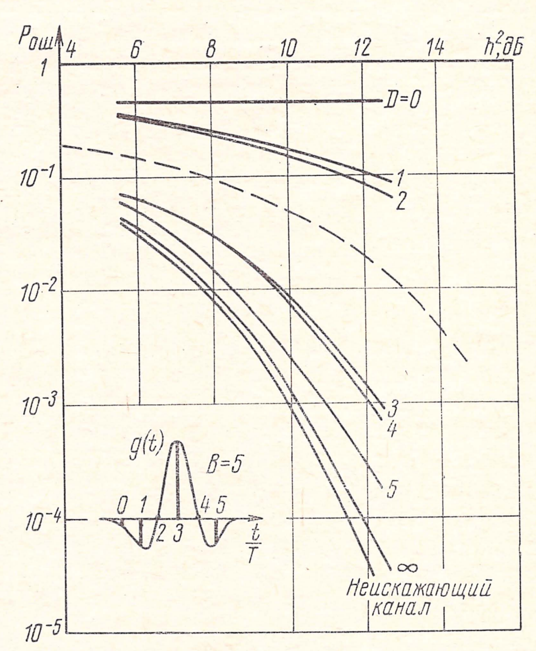


Рис. 2.1. Сравнительные характеристики помехоустойчивости линейного выравнивателя и оптимального обнаружителя ($g_0=-0{,}077$, $g_1=-0{,}355$, $g_2=0{,}059$, $g_3=1$, $g_4=0{,}059$, $g_5=-0{,}273$)

Обозначим совокупность (вектор) из M передаваемых символов через $\overline{A}_i$ $(i=1, 2, 3, ..., m^M)$, а соответствующий им сигнал в месте приема—через $s'(t)_i$ [1]. Анализируемое колебание (сигнал плюс шум) при передаче i-й цепочки символов (кодовой комбинации) обозначим через $z(t)=s'(t)_i+u(t)$.

Для минимизации средней вероятности ошибки оптимальный приемник, осуществляющий прием в целом, должен определить все апостериорные вероятности $p(\overline{A}_i/z(t))$ и регистрировать i-ю цепочку символов при выполнении системы неравенств:

$$p\left(\overline{A}_i/z(t)\right) > P\left(\overline{A}_j/z(t)\right),\ j\neq i. \tag{2.22}$$

Алгоритм (2.22) можно сокращенно записать так:

$$\mathrm{Max}_i\left[p\left(\overline{A}_i/z(t)\right)\right]. \tag{2.23}$$

Через априорные вероятности передачи цепочек $p(\overline{A}_i)$ и условные (многомерные) плотности вероятности $w(z(t)/A_i)$ (функции правдоподобия) алгоритм (2.23) принимает вид

$$\mathrm{Max}_i\left[p\left(\overline{A}_i\right)w\left(z(t)/\overline{A}_i\right)\right]. \tag{2.24}$$

При флуктуационном белом шуме в канале и точно известных ожидаемых сигналах $s'(t)$ алгоритм (2.24) можно записать в виде

$$\mathrm{Max}_i\left[\int_0^{T_а} z(t)\,s'(t)_i\,dt-\frac{O_i}{2}\right]=\mathrm{Max}_i\left[\int_0^{T_а} x_\Sigma(t)\,x_i'(t)\,dt+\right.$$
$$\left.+\int_0^{T_а} y_\Sigma(t)\,y_i'(t)\,dt-O_i\right], \tag{2.25}$$

где $x_\Sigma(t)$, $y_\Sigma(t)$, $x'(t_i)$, $y'(t)_i$ — квадратурные компоненты соответственно колебания $z(t)$ и сигнала $s'(t)_i$; $O_i=\frac{1}{2}\int_0^T [x'^2_i(t)+y'^2_i(t)]dt-2\ln p(A_i)$ —пороговый уровень.

[1]) В книге мы анализируем только когерентные приемные устройства, представляющие наибольший практический интерес при построении последовательных систем в каналах с медленными изменениями параметров и межсимвольной интерференцией.

На рис. 2.2 показана корреляционная схема[1]), реализующая алгоритм (2.25) при обработке квадратурных компонент сигнала.

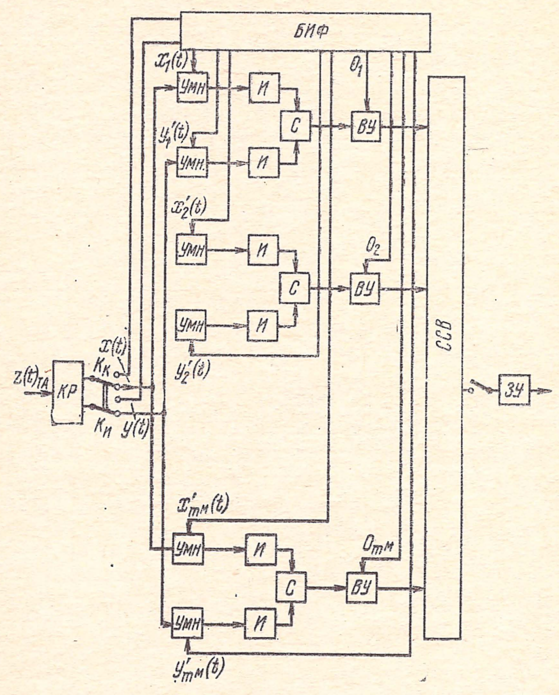


Рис. 2.2. Схема оптимального приема в целом при обработке квадратурных компонент сигнала:

КР — квадратурный расщепитель; БИФ — блок измерения (параметров канала) и формирования (всех опорных сигналов и сигналов синхронизации); $К_к$ — ключ коммутации цепей измерения параметров канала (реакции на испытательные импульсы); $К_и$ — ключ коммутации вычислительного блока при анализе информационных посылок; Умн — умножители; И — интеграторы; ВУ — вычитающие устройства; С — сумматор; ССВ — схема сравнения напряжений отдельных ветвей и выбор наибольшего; ЗУ — запоминающее устройство для выбранных решений

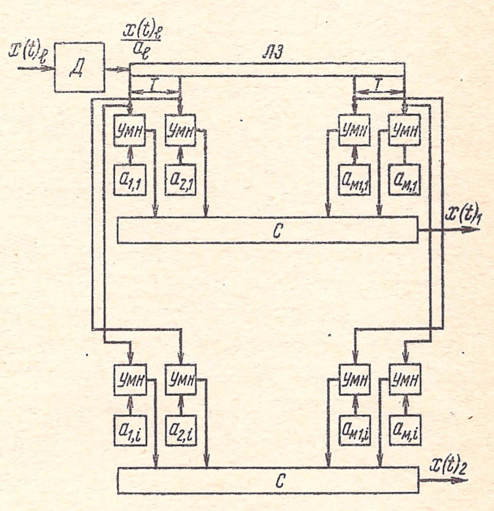
Следует подчеркнуть, что при приеме в целом в условиях межсимвольной интерференции ансамбль ожидаемых сигналов $\{s'(t)_i\}$ характеризуется неравными энергиями отдельных реализаций даже в случае, когда на передаче используются элементы сигнала с одинако-

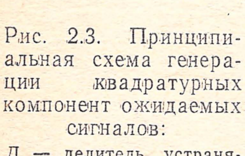
[1]) Эквивалентные схемы, построенные на основе согласованных фильтров [12], в этой книге не рассматриваются.

выми энергиями. Другими словами, если даже исследуемая система и относится к классу систем с активной паузой на передаче, она не относится к системам с активной паузой на приеме [20]. Это обстоятельство затрудняет реализацию схемы оптимальной обработки.

Генерация всех вариантов ожидаемых сигналов $\{s'_i(t)\}$ при приеме в целом в блоке БИФ — одна из основных проблем построения оптимального приемного устройства.

Устройство для получения квадратурных компонент всех вариантов ожидаемых сигналов $x'(t)_i$ $(i=1,\ 2,\ 3,\ \ldots,\ m^M)$ показано на рис. 2.3.




Рис. 2.3. Принципиальная схема генерации квадратурных компонент ожидаемых сигналов:

Д — делитель, устраняющий следы манипуляции; ЛЗ — длинная линия с M отводами, между которыми задержка сигнала равна тактовому интервалу T; a_{ri} — ячейка памяти символа r-го разряда в i-й кодовой комбинации (варианте ожидаемого сигнала)

Генерация вариантов ожидаемых сигналов $s'(t)_i \times \times [x'(t)_i\, y'(t)_i]$ существенно упрощается при использовании двоичных противоположных сигналов на передаче $(a_{l,\,i}=\pm 1)$. Это поясняется схемой на рис. 2.4.

Обратим внимание на то, что сложность описанного приемного устройства растет с ростом числа символов цепочки M по показательному закону, поскольку возможное число вариантов сигнала равно m^M.

В этой связи заслуживает внимания поиск итерационных процедур построения приема в целом дискретных сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией, упрощающих реализацию приемного устройства. Та-

кая процедура была рассмотрена Р. Чангом и Дж. Ханкоком [41], которые предложили рекуррентный алгоритм последовательного приема цепочек из $B+1$ символов вплоть до включения в анализируемую цепочку последнего из переданных M символов A_i. Этот алгоритм реа-

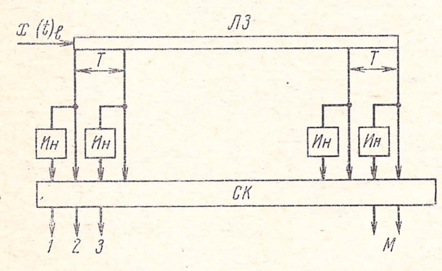


Рис. 2.4. Принципиальная схема генерации квадратурных компонент ожидаемых сигналов при использовании двоичных противоположных сигналов на передаче:

Ин — инверторы; СК — сумматор комбинации M входных сигналов (при образовании комбинации из каждого отвода берется или прямой сигнал, или инвертированный)

лизуется схемой, содержащей (в отличие от схемы рис. 2.2) и нелинейные блоки, но его сложность растет лишь линейно с ростом числа анализируемых символов.

Рассматриваемый приемник назван в литературе оптимальным составным обнаружителем [1].

В оптимальном составном обнаружителе величины $p(A_i)w(z(t)/A_i)$ $(i=1, 2, 3, ..., m^{B+1})$, необходимые для принятия решения [см. (2.24)], определяются через взвешенные суммы условных плотностей $w(z(t)/\overline{A}_r)$ возможных цепочек символов $\overline{A}_r$, которые могут оказаться на всем интервале связи $T'_а$.

В предположении точно известных вариантов ожидаемых сигналов $s'(t)_r$ и флуктуационном шуме в канале

$$w\left(z(t)/\overline{A}_r\right) = K \exp\left[-\frac{1}{G_ш}\int\limits_0^{T'_а}[z(t)-s'_r(t)]^2\,dt\right]. \quad (2.26)$$

Вычисление этих величин требует нелинейной обработки и знания спектральной плотности шума $G_ш$.

Взвешенное суммирование большого числа слагаемых вида (2.26) существенно затрудняет практическое использование оптимального составного обнаружителя.

Перейдем к анализу алгоритмов оптимального и субоптимального поэлементного приема в каналах с межсимвольной интерференцией, представляющих значительно больший практический интерес.

2.3. АЛГОРИТМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ОДИНОЧНОГО ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИЕМА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

1. Алгоритм оптимального поэлементного одиночного приема, минимизирующий среднюю вероятность ошибки при последовательной регистрации элементарных символов a_k на основе анализа элементов принимаемого колебания $z^k(t)$, $z^{k+1}(t)$, ..., $z^{k+D}(t)$, определяется соотношением

$$\mathrm{Max}_i\,[p\,(a_{ki}/z\,(t)] = \mathrm{Max}_i\,[p\,(a_{ki})\,w\,(z\,(t)/a_{ki})]. \quad (2.27)$$

Мы исходим из условия, что символы регистрируются с фиксированной задержкой, равной относительно k-го принимаемого символа $\tau_{зад}=DT$. Фиксация задержки в регистрации элементарных символов придает приемному устройству важное для практики качество. Задержка эта, измеренная количеством элементарных тактовых интервалов D, может, в принципе, меняться от $D=0$ (когда при анализе учитывается только часть реакции канала на k-й элемент канального сигнала и его реакция на предшествующие символы) до $D\to\infty$ (когда при анализе учитывается поведение канала на всем интервале связи).

Если $D\to\infty$ и символы передаются независимо и равновероятно, то оптимальный поэлементный прием по алгоритму (2.27) обеспечивает то же качество, что и оптимальный прием в целом по алгоритму (2.23). Вследствие ограниченной памяти канала можно предположить, что, если выбрать $D=B$ (практически учитывается вся реакция канала на k-й элемент передаваемого сигнала), оптимальным поэлементным приемником может быть обеспечена помехоустойчивость, близкая к той, какая обеспечивается при $D\to\infty$ [1]).

Это обстоятельство иллюстрируется кривыми рис. 2.1.

Для получения оптимальных поэлементных байесовских процедур принятия решения при анализе сигнала на интервале $T_а=(D+1)T$ запишем (2.27) в виде

$$\mathrm{Max}_i\left[\sum_{n_1=1}^{m^B}\sum_{n_2=1}^{m^D} p\,(A_{k-B},\ A_{k-B+1},\ \cdot\cdot\cdot, a_{ki},\ A_{k+1},\ \cdot\cdot\cdot\right.$$
$$\cdot\cdot\cdot,\ A_{k+D})\,w\,(z\,(t)/A_{k-B},\ \cdot\cdot\cdot, a_{ki},\ \cdot\cdot\cdot, A_{k+D}), \quad (2.28)$$

---

[1]) Если время корреляции аддитивного шума в канале существенно превышает тактовый интервал T, это утверждение неверно.

где суммирование производится по всевозможным комбинациям B символов, предшествующих анализируемому (которые могут, в принципе, определять анализируемое колебание за счет памяти канала), и D символов, следящих за ним.

Рекуррентная процедура построения приемника, реализующего алгоритм (2.28), рассмотрена К. Абендом и Б. Фритчманом [1]. Исследованный ими приемник назван оптимальным последовательным обнаружителем. Его реализация, связанная с взвешенным суммированием большого числа функций правдоподобия $w(z(t)/A_{k-B}, A_{k-B+1}, \ldots, a_{ki}, \ldots, A_{k+D})$, (получаемых нелинейной схемой), упирается во многие трудности, в частности, требуется знание характеристик шума в канале [см. (2.26)].

При флуктуационном шуме алгоритм (2.28) впервые рассматривался К. Хелстромом [36].

При независимой передаче последовательных символов алгоритм (2.28) можно записать так:

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_1=1}^{m^B} \sum_{n_2=1}^{m^D} \prod_{r=k-B}^{k-1} p(A_R)\, p(a_{ki}) \prod_{r=k+1}^{k+D} p(A_r) \times \right.$$

$$\left. \times\, w\left(\frac{z(t)}{A_{k-B}\; A_{k-B+1}, \ldots, a_{ki}, \ldots, A_{k+D}} \right) \right]. \qquad (2.29)$$

2. Можно сказать, что алгоритм (2.28) или (2.29) выносит решение на основе сравнения усредненных функций правдоподобия $w\left(\frac{z(t)}{A_{k-B},\, A_{k-B+1}, \ldots, a_{ki}, \ldots, A_{k+D}} \right)$ с весами, пропорциональными априорной вероятности передачи отдельных комбинаций цепочек символов $p(A_{k-B}, A_{k-B+1}, \ldots a_{ki} \ldots A_{k+D})$. Это соответствует ситуации, когда производится оценка параметра (здесь номера дискретного символа) в условиях неклассифицированной выборки [27].

Однако до вынесения решения о k-м передаваемом символе приемник располагает при данном $z(t)$ не только априорными, но определенными апостериорными вероятностями $p\left(\frac{A_1, A_2, A_3, \ldots, A_{k-1}}{z(t)} \right)$ (вероятностями правильного приема цепочки символов $A_1, A_2, \ldots, A_k$).

Поэтому можно улучшить алгоритм (2.29), используя в качестве весовых коэффициентов при образовании ус-

редненной функции правдоподобия вместо априорных вероятностей передачи цепочки символов $p(A_1, A_2, \ldots, A_{k-1})$ их апостериорные вероятности $p\left(\frac{A_1, A_2, \ldots, A_{k-1}}{z(t)}\right)$.

Считая ошибки при приеме последовательных символов некоррелированными

$$p\left(\frac{A_{k-B}, \ldots, A_{k-1}}{z(t)}\right) = \prod_{b=k-B}^{k-1} p\left(\frac{A_l}{z(t)}\right), \qquad (2.30)$$

запишем новый алгоритм поэлементного приема символов так:

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_1=1}^{m^B} \sum_{n_2=1}^{m^D} \prod_{R=k-B}^{k-1} p\left(\frac{A_R}{z(t)}\right) p(a_{ki}) \prod_{r=k+1}^{k+D} p(A_r) \times \right.$$

$$\left. \times\, w\left(\frac{z(t)}{A_{k-B}, \ldots, a_{ki}, \ldots, A_{k+D}}\right)\right]. \qquad (2.31)$$

3. Алгоритм (2.31) соответствует ситуации, когда производится оценка параметра в условиях, когда выборка классифицирована [1]), но возможно и с ошибками (неидеальная обратная связь по решению [25]).

Необходимость учета в качестве весовых коэффициентов меняющихся с течением времени апостериорных вероятностей $p(A_l/z(t))$ (вероятностей правильного приема символов, предшествующих анализируемому) усложняет реализацию алгоритма (2.31) по сравнению с (2.29).

Однако в условиях достаточно надежной связи (которые и должны быть обеспечены в современных системах передачи дискретных сообщений) можно считать, что символы, зафиксированные до анализируемого, действительно переданы, т. е. $p\left(\frac{A_{k-B}, \ldots, A_{k-1}}{z(t)}\right) = 1$ для фиксированной комбинации символов и равна нулю для всех остальных возможных комбинаций.

В этих условиях алгоритм (2.31) принимает вид

[1]) Относительно предшествующих символов.

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_2=1}^{m^D} p\left(a_{ki} \right) \prod_{r=k+1}^{k+D} p(A_r) \times \right.$$

$$\left. \times\, w \left(\frac{z(t)}{\hat{A}_{k-B}, \hat{A}_{k-B+1}, \ldots, \hat{A}_{k-1}, a_{ki}, A_{k+1}, \ldots, A_{k+D}} \right) \right], \qquad (2.32)$$

где $\hat{A}_{k-B}, \hat{A}_{k-B+1}, \ldots, \hat{A}_{k-1}$ — последовательность символов, зафиксированная приемником до анализируемой.

Если обозначить сигнал, вызванный на интервале анализа k-го информационного символа цепочкой предшествовавших символов $\hat{A}_{k-B}, \hat{A}_{k-B+1}, \ldots, \hat{A}_{k-1}$, через $g_{\text{ост}}(t)$ («хвост» предшествующих символов), то алгоритм (2.32) можно записать так:

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_2=1}^{m^D} p(a_{ki}) \prod_{r=k+1}^{k+D} p(A_r)\, w \left(\frac{z(t) - g_{\text{ост}}(t)}{a_{ki}, A_{k+1}, \ldots, A_{k+D}} \right) \right]. \qquad (2.33)$$

При равной априорной вероятности передачи кодовых символов различных позиций (случай, наиболее интересный для систем связи) алгоритмы (2.29) и (2.33). можно соответственно записать так:

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_1=1}^{m^B} \sum_{n_2=1}^{m^D} w \left(\frac{z(t)}{A_{k-B}, A_{k-B+1}, \ldots, a_{ki}, A_{k+1}, A_{k+D}} \right) \right]; \qquad (2.34)$$

$$\mathrm{Max}_i \left[\sum_{n_2=1}^{m^D} w \left(\frac{z(t) - g_{\text{ост}}(t)}{a_{ki}, A_{k+1}, \ldots, A_{k+D}} \right) \right]. \qquad (2.35)$$

Приведенные алгоритмы реализуют оптимальный критерий максимального правдоподобия.

Подчеркнем, что алгоритмы (2.32), (2.33) или (2.35) соответствуют ситуации, при которой производится оценка параметра в условиях, когда выборка классифицирована[1]) абсолютно надежно (идеальная обратная связь по решению [15, 25]). Алгоритм (2.35) реализуется предельно просто, если положить $D=0$, т. е. анализ k-го символа вести на интервале $T_{\text{а}}=T$, что ведет к учету только части энергии сигнала. Имеем

$$\mathrm{Max}_i \left[w \left(\frac{z(t) - g_{\text{ост}}(t)}{a_{ki}} \right) \right]. \qquad (2.36)$$

При флуктуационном белом шуме из (2.36) следует с учетом (2.7) и (2.8) алгоритм приема:

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \int_0^T [z(t) - g_{\text{ост}}(t)]\, g_{i0}(t)\, dt - \frac{1}{2} \int_0^T g_{i0}^2(t)\, dt \right\} =$$

$$= \mathrm{Max}_i \left\{ \int_0^T [x_\Sigma(t) - g_{\text{ост}\, x}(t)]\, g_{i0x}(t)\, dt + \int_0^T [y_\Sigma(t) - g_{\text{ост}\, y}(t)] \times \right.$$

$$\left. \times\, g_{i0y}(t)\, dt - \frac{1}{2} \int_0^T [g_{i0x}^2(t) + g_{i0y}^2(t)]\, dt \right\}, \qquad (2.37)$$

реализованный в одном из вариантов приемника последовательной системы с испытательным импульсом и предсказанием [20] СИИП (для краткости будем эту схему приема в дальнейшем именовать простейшим вариантом приемника СИИП).

В выражении (2.37) через $g_{\text{ост}\, x}(t)$, $g_{\text{ост}\, y}(t)$ обозначены квадратурные компоненты предсказуемого «хвоста» от символов, предшествующих анализируемому.

На рис. 2.5 показана принципиальная схема, реализующая алгоритм (2.37). В блоке измерения и формирования формируются необходимые опорные сигналы

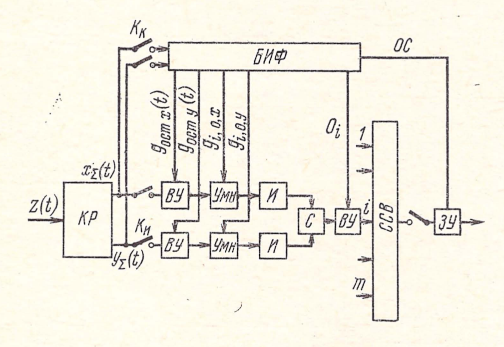


Рис. 2.5. Принципиальная схема поэлементного приема с идеальной обратной связью по решению и при анализе на тактовом интервале $T_а = T$ (вариант СИИП):

БИФ — блок измерения (реакции канала на испытательный импульс) и формирования (опорных сигналов, опорных уровней и сигналов синхронизации); ОС — обратная связь по решению; $К_к$ — ключ коммутации цепей измерения параметров канала (ожидаемых сигналов); $К_и$ — ключ коммутации вычислительного блока при анализе информационных посылок; ВУ — вычитающее устройство

$g_{\text{ост}\,x}(t)$, $g_{\text{ост}\,y}(t)$, $g_{i0x}(t)$, $g_{i0y}(t)$, опорные уровни $O_i = \frac{1}{2}\int_0^T [g^2_{i0x}(t) + g^2_{i0y}(t)]dt$ и сигналы синхронизации.

4. Представляет несомненный практический интерес поиск субоптимальных приемных устройств и, прежде всего, линейного типа, обеспечивающих помехоустойчивость, близкую к той, которая возможна при реализации алгоритмов оптимального поэлементного приема (2.34) и (2.35).

Рассмотрим этот вопрос применительно к каналу с аддитивным гауссовым шумом и равномерным энергетическим спектром $G_{\text{ш}}$. В этом случае алгоритм (2.34) можно записать в виде:

$$\left.\begin{aligned} &\mathrm{Max}_i \left\{ \sum_{r=1}^{m^{B+D}} \exp\left[\frac{2}{G_{\text{ш}}} \int_0^{T_a} z(t)\, s_r^*(t,\ a_i)\, dt - \frac{1}{G_{\text{ш}}} \int_0^{T_a} s_r^{*2}(ta_i)\, dt \right] \right\}. \\ &s_r^*(t,\ a_i) = s_i'(t) + g_{\text{ми}}(t) \end{aligned}\right\} \tag{2.38}$$

Рассмотрим класс сигналов, удовлетворяющих условию ортогональности между $s'_i(t)$ и $g_{\text{ми}}(t)$, т. е. [с учетом (2.15)] условию

$$\int_0^{T_a} s_i'(t)\, s_l'(t \pm kT)\, dt = 0,\ k = 1,\ 2,\ 3 \ldots, \tag{2.39}$$

или условию равенства нулю авто- и взаимокорреляционной функций ожидаемых сигналов в сечениях, кратных T, соответствующих передаче отдельных элементарных символов. Условие (2.39) можно назвать «условием разделения межсимвольной помехи». При выполнении последнего условия алгоритм (2.38) принимает вид

$$\mathrm{Max}_i \left[\int_0^{T_a} z(t)\, s_i'(t)\, dt - \frac{1}{2} \int_0^{T_a} s_i^2(t)\, dt \right], \tag{2.40}$$

т. е. реализуется известной линейной схемой [20].

К сожалению, трудно при произвольной характеристике канала $g(t,\ \xi)$ найти ограничения на ансамбль канальных сигналов $s_i(t)$, удовлетворяющих условию (2.39). При дискретной многолучевости канала «усло-

вию разделения межсимвольной помехи» удовлетворяют сигналы с большой базой, для которых выполняются условия «узости» авто- и взаимокорреляционной функций [20].

При использовании таких сигналов реализация оптимального алгоритма (2.40) отнюдь не требует специальной обработки с целью разделения лучей с последующим синфазным сложением (как это сделано, например, в широко известной системе «Рейк» [34]). Достаточно располагать лишь копией суммарной реакции канала $s'_i(t)$ на элементарный сигнал той или иной позиции.

Нас, однако, интересуют возможности линейного приема в каналах с рассеянием при использовании, прежде всего, сигналов с малой базой.

Ограничим анализ двоичными противоположными сигналами (ФТ или ОФТ с манипуляцией на $\pm\pi$).

Обозначим сигнал в месте приема на интервале $T_а = (D+1)T$ при передаче только одного символа «1» через $s'(t)$. Тогда сигнал на том же интервале при передаче символа «0» равен $-s'(t)$.

Для рассматриваемых сигналов алгоритм (2.38) можно записать так:

$$\exp\left[\frac{4}{G_ш}\int_0^{T_а} z(t)\, s'(t)\, dt\right]\times$$

$$\times\frac{\sum\limits_{n_1=1}^{m^B}\sum\limits_{n_2=1}^{m^D}\exp\left\{\frac{2}{G_ш}\int_0^{T_а} z(t)\left[\sum\limits_{R=1}^{B}\pm s'(t+RT)+\rightarrow\right.\right.}{\sum\limits_{n_1=1}^{m^B}\sum\limits_{n_2=1}^{m^D}\exp\left\{\frac{2}{G_ш}\int_0^{T_а} z(t)\left[\sum\limits_{R=1}^{B}\pm s'(t+RT)+\rightarrow\right.\right.}$$

$$\frac{\rightarrow+\left.\sum\limits_{r=1}^{D}\pm s'(t-rT)\right]dt-\frac{2}{G_ш}\int_0^{T_а}\left[s'(t)+\rightarrow\right.}{\rightarrow+\left.\sum\limits_{r=1}^{D}\pm s'(t-rT)\right]dt-\rightarrow}$$

$$\frac{\to + \sum_{R=1}^{B} \pm s'(t+RT) + \to}{\to \frac{2}{G_{\text{ш}}} \int_0^{T_{\text{а}}} \left[-s'(t) + \sum_{R=1}^{B} \pm s'(t+RT) + \to \right.}$$

$$\frac{\left. \to + \sum_{r=1}^{D} \pm s'(t-rT) \right]^2 dt}{\left. \to + \sum_{r=1}^{D} \pm s'(t-rT) \right]^2 dt} \gtrless 1, \tag{2.41}$$

причем чередование знаков $\pm$ определяется следованием элементарных символов «1» и «0» в возможных кодовых комбинациях как предшествующих анализируемой посылке, так и следующих за ней.

Реализация алгоритма (2.41) зависит от величин:

$$C_{kl} = \frac{2}{G_{\text{ш}}} \int_0^{T_{\text{а}}} s'(t \pm kT)\, s'(t \pm lT)\, dt; \quad k, \; l = 1, \; 2, \; 3 \; \cdot \cdot \cdot;$$

$$D \geqslant B,$$

т. е. при заданной интенсивности шума в канале от значений функции взаимной корреляции отдельных отрезков сигнала $s'(t)$.

Если допустить, что

$$C_{kl} = 0; \; k, \; l = 1, \; 2, \; 3 \; \cdot \cdot \cdot; \; D \geqslant B, \tag{2.42}$$

то алгоритм (2.41), очевидно, приводит к правилу приема: следует регистрировать: символ «1», если выполняется неравенство

$$\int_0^{T_{\text{а}}} z(t)\, s'(t)\, dt > 0,$$

символ «0» при выполнении обратного неравенства.

Однако выполнение условия (2.42) следует считать при использовании сигналов с малой базой весьма маловероятным событием (в многолучевых радиоканалах для этого требуются весьма специфичные фазовые соотношения между сигналами отдельных лучей).

Для построения субоптимального приемного устройства введем, с одной стороны, двоичную аппроксимацию непрерывных величин $|C_{kl}|$ на интервале от 0 до 2.

Если $|C_{kl}|$ не превосходит заданный пороговый уровень $|C|_{пор}$ (лежащий между 0 и 2), то примем, что $|C_{kl}|=0$, если же $|C_{kl}|$ превышает пороговый уровень, то считаем, что $|C_{kl}|=2$.

С другой стороны, воспользуемся аппроксимацией

$$\text{th}|C_{kl}| \approx 1 \text{ при } |C_{kl}| \geqslant 2. \tag{2.43}$$

Группируя отдельные экспоненциальные слагаемые в числителе и знаменателе левой части (2.41) и воспользовавшись гиперболическими функциями и аппроксимацией (2.43), можно принципиально написать следующее приближение алгоритма (2.41):

$$\int_0^{T_a} z(t)\, s'_{oc}(t)\, dt \gtrless 0, \tag{2.44}$$

где $s'_{oc}(t)$ — опорный сигнал, формируемый линейным сложением

$$s'_{oc}(t) = s'(t) - \sum_{r=1}^{B} a_r s(t+rT) - \sum_{r=1}^{D} a_r s(t-rT);$$

a_r — вещественные коэффициенты, которые принимают значения или 0, или 1, или —1.

Когда $D=1$

$$s'_{oc}(t) = s'(t) - a_1 s'(t+kT) - a_1 s'(t-kT),$$

причем

$$\left.\begin{aligned} &a_1 = 0 \text{ при } |C_{01}| = \left|\frac{2}{G_ш}\int_0^{T_a} s'(t)\, s'(t-T)\, dt\right| < |C|_{пор} \\ &a_1 = +1 \text{ при } |C_{01}| > |C|_{пор} \text{ и } \operatorname{sign} C_{01} > 0 \\ &a_1 = -1 \text{ при } |C_{01}| > |C|_{пор} \text{ и } \operatorname{sign} C_{01} < 0 \end{aligned}\right\}. \tag{2.45}$$

На рис. 2.6 показана возможная принципиальная схема, реализующая линейный алгоритм приема (2.44), которая состоит из $(D+1)$ пар умножителей (Умн), интеграторов (И) на время $(D+1)T$, сумматоров С. Ключи $К_и$ замыкаются на весь сеанс связи, но через интер-

валы, равные T, ключ К коммутируется с частотой $\frac{1}{T}$. Следовательно, с отдельных сумматоров напряжения на схему ССВ подаются с тактовым интервалом $(D+1)T$. БИФ вырабатывает опорные сигналы согласно $s'_{\text{ос}}(t)$, для этого в нем дожны определяться и коэффициенты a_r.

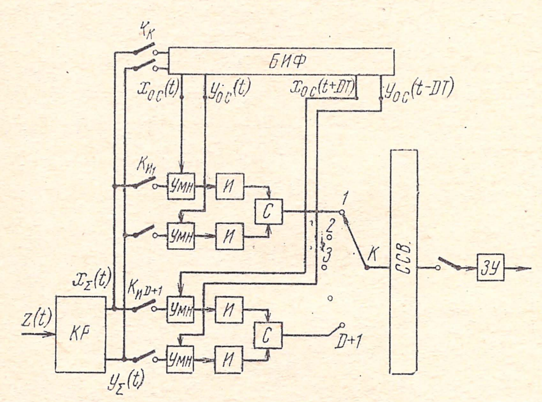


Рис. 2.6. Принципиальная схема субоптимального поэлементного приема двоичных противоположных сигналов при учете всей энергии сигнала

Аналогично рассмотренному можно получить субоптимальный алгоритм поэлементного приема противоположных сигналов, близкий по помехоустойчивости к алгоритму (2.35):

$$\int_0^{T_a} [z(t) - g_{\text{ост}}(t)]\, s'_{\text{ос}}(t)\, dt = \frac{1}{2} \int_0^{T_a} [x_\Sigma(t) - g_{\text{ост}}\, x(t)] \times$$

$$\times x_{\text{ос}}(t)\, dt + \frac{1}{2} \int_0^{T_a} [y_\Sigma(t) - g_{\text{ост}} y(t)]\, y_{\text{ос}}(t)\, dt \gtrless 0, \qquad (2.46)$$

где опорный сигнал

$$s'_{\text{ос}}(t) = s'(t) - \sum_{r=1}^{D} a_r s'(t - rT),$$

а $x_{\text{ос}}(t)$, $y_{\text{ос}}(t)$ — его квадратурные компоненты.

Когда $D=1$, коэффициент a_1 определяется согласно (2.45).

Если $D=2$, то a_1 определяется так же, а

$$a_2=0 \text{ при } |C_{02}|=\frac{2}{G_ш}\left|\int\limits_0^{T_а} s'(t)\,s'(t-2T)\,dt\right|<|C|_{пор},$$

$$\left.\begin{aligned} a_2&=+1 \text{ при } |C_{02}|>|C|_{пор} \text{ и } \operatorname{sign} C_{02}>0 \\ a_2&=-1 \text{ при } |C_{02}|>|C|_{пор} \text{ и } \operatorname{sign} C_{02}<0 \end{aligned}\right\}. \quad (2.47)$$

На рис. 2.7 дана принципиальная схема, реализующая алгоритм (2.46) — вариант СИИП с анализом на интервале $T_а=(D+1)T$ и идеальной обратной связью по решению.

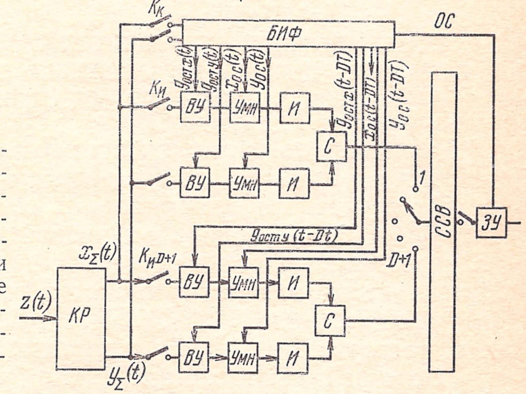


Рис. 2.7. Принципиальная схема субоптимального поэлементного приема двоичных противоположных сигналов при анализе на интервале $T_а=(D+1)T$ и идеальной обратной связи по решению (вариант СИИП)

При наличии идеальной обратной связи по решению можно предложить линейный алгоритм приема, близкий по помехоустойчивости к алгоритму (2.35) и вместе с тем свободный от недостатков алгоритма (2.45): трудностей, связанных с нахождением в блоке БИФ коэффициентов a_r. Этот алгоритм технически легко осуществим при умеренных значениях $D=B$.

Суть этого алгоритма заключается в том, что на интервале $T_а=(1+B)T$ мы анализируем колебание $z(t)-g_{ост}(t)$ и выносим решение в пользу одного из m^{B+1} возможных вариантов сигнала [прием в целом по алгоритму вида (2.25), реализуемый схемой 2.1]. Далее логическое устройство (в ССВ) делает окончательный выбор в пользу первого символа выбранной кодовой комбинации.

Можно считать, что на интервале $T_а$ осуществляется обработка сигнала в «целом» с поэлементным при-

нятием решения. Число параллельных ветвей обработки m^{B+1} быстро растет с увеличением B. Так, при $m=2$, $B=7$ $m^{B+1}=256$, что приводит к большому объему приемного оборудования.

Рациональным решением при этом является переход от параллельной обработки к последовательному перебору всех m^{B+1} возможных вариантов комбинаций передаваемых символов. При этом отрезок сигнала $z(t)$ должен быть представлен не временнóй последовательностью отсчетов, а их параллельной совокупностью, что можно обеспечить с помощью блока аналоговой задержки с отводами, смещенными во времени на kT.

2.4. ПОЭЛЕМЕНТНЫЙ ОДИНОЧНЫЙ ПРИЕМ С ИДЕАЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО РЕШЕНИЮ И АВТОВЫБОРОМ ИНТЕРВАЛА АНАЛИЗА

Как видно из рассмотренных выше схем реализации алгоритмов приема, наиболее просто реализуется алгоритм при анализе принимаемого сигнала на тактовом интервале $T_а=T$ и наличии идеальной обратной связи по решению (простейший вариант приемника СИИП). Потеря части энергии принимаемого сигнала [на временнóм интервале $T<t<(B+1)T$] является платой за эту простоту. Если строго привязать интервал анализа в рассматриваемой схеме к началу реакции канала на анализируемый элемент канального сигнала $s'(t)$, $0\leqslant\leqslant t\leqslant(B+1)T$ (к лучу, достигающему приемного устройства кратчайшим путем), то помехоустойчивость приема могла бы существенно меняться при перераспределении энергии сигнала вдоль интервала $0\div(B+1)T$ (при существенном различии в интенсивности отдельных лучей). Во избежание этого потребуем такого выбора интервала анализа [внутри общего интервала $0\div(B+$ $+1)T$], чтобы минимизировать вероятность ошибочного приема сообщений. Получающийся алгоритм приема (с автовыбором), в отличие от (2.37), представим в виде

$$\mathrm{Max}_i\left\{\int\limits_{t_0}^{t_0+T}[z(t)-g'_{ост}(t)]\,g'_{i0}(t)\,dt-\frac{1}{2}\int\limits_{t_0}^{t_0+T}g'^{2}_{i0}(t)\,d_t\right\}=$$

$$=\mathrm{Max}_i\left\{\int\limits_{t_{0x}}^{t_{0x}+T}[\,x_\Sigma(t)-g'_{ост}\,x(t)]\,g'_{i0x}(t)\,dt+\right.$$

$$+\int\limits_{t_{0y}}^{t_{0y}+T}[y_\Sigma(t)-g'_{\text{ост}}\,y(t)]\,g'_{i0y}(t)\,dt-\frac{1}{2}\int\limits_{t_{0x}}^{t_{0x}+T}g'^2_{i0x}(t)\,dt-$$

$$-\frac{1}{2}\int\limits_{t_{0y}}^{t_{0y}+T}g'^2_{i0y}(t)\,dt\Bigg\},\qquad(2.48)$$

причем время отсчета t_0 (или t_{0x}, t_{0y} при обработке квадратурных компонент) выбирается так, чтобы минимизировать вероятность ошибки. В ф-ле (2.48) $g'_{i0}(t)$ — это опорный элемент длительности T реакции канала на i-ю позицию, который, в принципе, может не совпадать ни с одним из элементов g_{ik}, которые мы рассматривали в § 1.3, ибо его начало (определяемое t_0) может быть и не кратно T. Аналогично и предсказуемый «хвост» предшествующих посылок $g'_{\text{ост}}(t)$ не тождествен предсказуемому «хвосту» $g_{\text{ост}}(t)$ в (2.37), образованному из элементов, существующих на интервалах времени, кратных T.

Помехоустойчивость приема в соответствии с алгоритмом (2.37) определяется энергией первого элемента полной реакции канала на сигнал заданной позиции $g_{i,0}(t)$. Остальные элементы $g_{ik}(t)$ ($k=2$, 3, ..., B) образуют предсказуемую часть сигнала $g_{\text{ост}}(t)$ и вычитаются как помеха. На протяжении элемента $g_{i0}(t)$ могут оказаться либо сигнал одного первого луча, либо также и отрезки сигнала, прошедшего по более протяженным путям. В ходе независимых замираний сигнала в отдельных лучах в первом случае обеспечивается вероятность ошибки такая же, как в системах с однолучевым приемом, а во втором случае частично сказывается эффект разнесения по лучам, повышающий достоверность приема. Однако, изучая непрерывно свойства канала, в моменты, когда энергия элемента $g_{i0}(t)$ падает до величины, снижающей мгновенную верность приема, можно в качестве опорного выбрать другой элемент $g_{i1}(t)$ и сместить начало отсчета времени на величину T. При снижении также энергии $g_{i1}(t)$ начало отсчета смещается еще на T и т. д. Получается своеобразный автовыбор по элементам. Чтобы сохранить ритм выдачи выходных сигналов, можно ввести переменную задержку входного сигнала.

Может оказаться, что в конкретной ситуации оптимальное смещение будет не кратно величине T. Тогда элемент $g'_{i0}(t)$ состоит из двух частей, принадлежащих соседним элементам полной реакции сигнала $s'(t)$ на зондирующий сигнал. Рассматривая $s'(t)$ как детерминированную функцию, можно задачу автовыбора сформулировать более конкретно, как задачу нахождения отрезка длиной T функции $s'(t)$, который в качестве опорного элемента обеспечивает наивысшую мгновенную помехоустойчивость. Тогда средняя вероятность ошибки, найденная с учетом возможных форм $s'(t)$, окажется минимальной.

В принципе, устройство автовыбора можно рассматривать как часть системы тактовой синхронизации, осуществляющей оперативное слежение за временем прихода мощного луча на основе известных свойств канала. Инженерные аспекты проблемы автовыбора обсуждаются в гл. 5.

2.5. ОСОБЕННОСТИ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Методы последовательной передачи информации, эффективные в условиях межсимвольной интерференции, вполне могут сочетаться с традиционными методами разнесенного приема, являющимися эффективным средством повышения верности в каналах кв связи с замираниями. По существу, при оптимальной обработке сигналов в условиях межсимвольной интерференции и приеме на одну антенну уже реализуется своеобразный разнесенный прием по отдельным лучам [20]. Здесь же пойдет речь о дополнительных возможностях приема одной и той же информации на антенны, разнесенные в пространстве, по-разному принимающие различно поляризованные компоненты сигнала, о возможностях разнесения по углу прихода сигнала, разнесения по частоте или времени [20]. Во всех этих случаях можно говорить об образовании параллельных каналов передачи информации [1]).

Следует подчеркнуть, что разнесенный прием, свя-

---

[1]) Кодовое разделение в параллельных каналах, когда сигналы в отдельных ветвях могут нести различную информацию [4], в книге не рассматривается.

занный с образованием параллельных каналов передачи информации путем специального формирования сигнала на передаче (разнесение во времени и частоте), в отличие от остальных видов разнесения, сопровождается распределением суммарной средней энергии сигнала передатчика E_0 по отдельным ветвям разноса. В лучшем случае при наличии n каналов разнесения во времени или частоте на каждую ветвь приходится средняя энергия E_0/n, в худшем случае (при образовании многочастотного сигнала и строго линейном режиме передатчика) эта величина падает до E_0/n^2 [34].

При исследовании разнесенного приема будем полагать, что отсутствует корреляция между сигналами и аддитивными шумами в отдельных ветвях, что представляет наибольший практический интерес, а в качестве оптимального будем использовать критерий максимального правдоподобия. Считая ожидаемые сигналы в отдельных ветвях разнесения точно известными, определим алгоритм оптимального разнесенного приема по критерию максимального правдоподобия. Алгоритм оптимального приема в целом может быть записан в виде

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \prod_{n=1}^{N} w\left(\frac{z(t)_n}{\overline{A}_i} \right) \right\}, \qquad (2.49)$$

где $z(t)_n$ — анализируемое колебание в n-й ветви разнесения [1]).

При $N=1$ из (2.49) следует алгоритм одиночного приема (2.24), если там положить $p(\hat{A}_i)=\mathrm{const}$.

При флуктуационном белом шуме одинаковой интенсивности в отдельных ветвях разнесения алгоритм (2.49) можно записать в виде

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \sum_{n=1}^{N} \int_{0}^{T_a} z(t)_n \, s_i'(t)_n \, dt - O_i \right\}, \qquad (2.50)$$

где $O_i = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N} \int_{n=1}^{T_a} s'^2_i(t)_n dt$ — пороговый уровень; $s'_i(t)_n$ — ожидаемый сигнал i-й позиции в n-й ветви разнесения.

---

[1]) Вопросы взаимной синхронизации (фазирования) сигналов в отдельных ветвях разнесения будут обсуждаться в гл. 4.

Очевидно, что алгоритм (2.50) требует до вынесения решения в ССВ линейного сложения результатов обработки сигналов по отдельным ветвям.

Оптимальный поэлементный разнесенный прием приводит к алгоритму

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \prod_{n=1}^{N} \sum_{n_1=1}^{m^B} \sum_{n_2=1}^{m^D} \rightarrow \right.$$

$$\left. \rightarrow w \left(\frac{z(t)_n}{A_{k-B},\, A_{k-B+1},\, \ldots,\, a_{ki}A_{k+1},\, \ldots,\, A_{k+D}} \right) \right\}, \quad (2.51)$$

который реализуется довольно сложно.

Алгоритм оптимального поэлементного разнесенного приема при наличии идеальной обратной связи по решению можно записать в виде

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \prod_{n=1}^{N} \sum_{n_2=1}^{m^D} w \left(\frac{z(t)_n - g_{\text{ост}n}(t)}{a_{ki},\, A_{k+1} \ldots A_{k+D}} \right) \right\}. \quad (2.52)$$

Реализация этого алгоритма существенно упрощается, если положить $D=0$, т. е. ввести анализ символа на интервале $T_{\text{а}}=T$. При флуктуационном белом шуме одинаковой интенсивности в отдельных ветвях разнесения и $D=0$ (2.52) приводит к правилу принятия решения

$$\mathrm{Max}_i \left\{ \sum_{n=1}^{N} \int_0^T [z(t)_n - g_{\text{ост}\,n}(t)]\, g_{i0n}(t)\, dt - \frac{1}{2} O_i \right\} =$$

$$= \mathrm{Max}_i \left\{ \left[\sum_{n=1}^{N} \int_0^T [x_{\Sigma n}(t) - g_{\text{ост}\,xn}(t)]\, g_{i0xn}(t)\, dt + \right. \right.$$

$$\left. + \int_0^{T_{\text{а}}} [y_{\Sigma n}(t) - g_{\text{ост}\,yn}(t)]\, g_{i0yn}(t)\, dt] - O_i \right\}, \quad (2.53)$$

$$\text{где } O_i = \sum_{n=1}^{N} \int_0^T [g_{i0xn}^2(t) + g_{i0yn}^2(t)]\, dt.$$

Алгоритм (2.54) реализуется простейшим вариантом приемника СИИП с разнесением.

Очевидно, что алгоритм (2.53) может быть усовершенствован, если осуществить в каждой из ветвей разнесения оптимальный выбор интервала анализа сигнала.

Новый алгоритм для случая приема двоичных противоположных сигналов можно представить соотношением

$$\sum_{n=1}^{N} \int\limits_{t_{0n}}^{t_{0n}+T} [z(t)_n - g'_{\text{ост}\,n}(t)]\, g'_{1\,0}(t)\, dt \gtrless 0; \qquad (2.54)$$

$$\sum_{n=1}^{N} \int\limits_{t_{0yn}}^{t_{0xn}+T} [x_{\Sigma}(t)_n - g'_{\text{ост}\,xn}(t)]\, g'_{1\,0x}(t)\, dt + \int\limits_{t_{0yn}}^{t_{0yn}+T} [y_{\Sigma}(t)_n - g'_{\text{ост}\,yn}(t)]\, g'_{1\,0y}(t)\, dt \gtrless 0,$$

где t_{0n} — время отсчета в n-й ветви разнесения при обработке канального сигнала; t_{0yn}, t_{0xn} — время отсчета в n-й ветви разнесения при обработке квадратурных компонент.

2.6. ОБ ОЦЕНКЕ ОЖИДАЕМЫХ СИГНАЛОВ В ОПТИМАЛЬНЫХ И СУБОПТИМАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Все рассмотренные выше алгоритмы оптимальной и субоптимальной обработки сигнала в условиях межсимвольной интерференции требуют знания ожидаемых вариантов сигнала, соответствующих возможным комбинациям передаваемых символов. Вследствие линейности канала эти сигналы (как при поэлементном приеме, так и при приеме в целом) могут быть сформированы, если располагать знанием реакции канала $z(t)=s'_i(t)+u(t)$ на элементарный канальный сигнал заданной (i-й) позиции (на испытательный импульс).

Отделяя испытательные посылки от информационного пакета посылок защитным интервалом $\tau_з = BT$, который может быть как пассивным, так и активным (вопросы технической реализации рассматриваются в гл. 5), можно тем или иным путем по смеси $z(t)$ получить оценку $\hat{s}'_i(t)$ на фоне флуктуационной помехи $u(t)$.

Периодически повторяя испытательные посылки [при выполнении условия (1.39)], можно путем усреднения по помехе существенно повысить надежность оцен-

ки. По $\hat{s}'_i(t)$ могут быть сформированы и оценки $\hat{s}'_{l \neq i}(t)$, которые при многоуровневой передаче отличаются только множителем a_l.

Иногда задачу оценки $\hat{s}'_l(t)$ сводят к задаче оценки параметров канала. Действительно, если задана модель канала и точно известен элементарный сигнал $s_i(t)$ на передаче, то $s'_i(t)$ определяется только определенной совокупностью параметров канала. Так, в каналах с медленными замираниями при многоуровневой модуляции и дискретной многолучевостью согласно (1.18)

$$s'_i(t) = a_i \sum_{k=1}^{L} x_k s(t - \bar{\tau}_k) - y_k \hat{s}(t - \bar{\tau}_k), \qquad (2.55)$$

а анализируемое колебание можно представить в виде

$$z(t) = a_i \sum_{k=1}^{L} x_k s(t - \bar{\tau}_k) - y_k \hat{s}(t - \bar{\tau}_k) + u(t). \qquad (2.56)$$

При заданной форме канального сигнала $(s(t), \hat{s}(t))$ позиции передаваемого символа (a_i) оценка $\hat{s}'_i(t)$ по смеси $z(t)$ сводится к оценке $3L$ параметров $(x_k, y_k, \bar{\tau}_k)$. Поскольку величины $\bar{\tau}_k$ меняются в радиоканалах с рассеянием значительно медленнее компонент x_k, y_k [20], их обычно считают точно известными в месте приема, и тогда задача сводится только к оценке компонент x_k, y_k. Оптимальные оценки последних обычно строятся как максимально правдоподобные.

При гауссовом флуктуационном шуме максимально правдоподобные оценки x_k, y_k для модели (2.55) рассматривались в [15].

Следует, однако, иметь в виду, что, приступая к оценке ожидаемого сигнала $s'_i(t)$, мы не всегда располагаем точной моделью используемого канала. Кроме того, форма сигнала на передаче $s_i(t)$, $\hat{s}_i(t)$ нам тоже может быть известна не полностью и не точно. Именно поэтому разумнее говорить об оценке именно ожидаемого в месте приема сигнала, а не отдельных параметров канала.

Для решения вопроса оценки сигнала $s'_i(t)$ или его квадратурных компонент $x'_i(t)$, $y'_i(t)$ удобно эти процессы представить через совокупность характеризую-

щих параметров. Положим, что эти процессы ограничены по спектру, и представим их в ряды Котельникова. Для квадратурной компоненты

$$x'_i(t) = \sum_{(k)} x'_i(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{2\pi F_c (t - k\Delta t)}, \qquad (2.57)$$

где F_c — граничная частота в спектре; $\Delta t = \frac{1}{2F_c}$; $x'_i(k\Delta t)$ — значения процесса в отсчетных точках.

Очевидно, что оценка процесса $x'_i(t)$ сводится к оценке параметров (отсчетов) $x'(k\Delta t)$. Анализу доступен сигнал (2.57) на фоне шума $u_x(t)$, т. е. колебание $x_\Sigma(t) = x'_i(t) + u_x(t)$. Если шум в канале $u(t)$ гауссов и имеет равномерный энергетический спектр $G_ш$, то функция правдоподобия совокупности параметров $x'_i(k\Delta t)$ дается формулой

$$w\left(\frac{x'_i(\Delta t),\, x'_i(2\Delta t)\ \ldots x'_i(k\Delta t)\ \ldots}{x_\Sigma(t)}\right) = K \exp\left\{-\frac{2}{G_ш}\int_0^{T_a} \times\right.$$

$$\left.\times \left[x_\Sigma(t) - \sum_{(k)} x'_i(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{2\pi F_c (t - k\Delta t)}\right]^2 dt\right\}. \qquad (2.58)$$

Максимально правдоподобными оценками искомых отсчетов будут значения, найденные из уравнений правдоподобия:

$$\frac{\partial}{\partial x'_i(k\Delta t)} \left\{\int_0^{T_a} \left[x_\Sigma(t) - \sum_{(k)} x'_i(k\Delta t) \times\right.\right.$$

$$\left.\left.\times \frac{\sin 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{2\pi F_c (t - k\Delta t)}\right]^2\right\} = 0 \qquad (2.59)$$

или

$$-\int_0^{T_a} x_\Sigma(t) \frac{\sin 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{2\pi F_c (t - k\Delta t)} dt + x_i(k\Delta t) \times$$

$$\times \int_0^{T_a} \frac{\sin^2 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{[2\pi F_c (t - k\Delta t)]^2} dt + \sum_{l \neq k} \int_0^{T_a} x'_i(l\Delta t) \times$$

$$\times \frac{\sin 2\pi F_c (t - l\Delta t)}{2\pi F_c (t - l\Delta t)} \frac{\sin 2\pi F_c (t - k\Delta t)}{2\pi F_c (t - k\Delta t)} dt = 0, \qquad (2.60)$$

Поскольку сигнал $x'_i(t)$ практически ограничен в пределах $0 \div T_a$, то во втором и третьем интегралах интегрирование можно выполнить в бесконечных пределах. Учитывая ортогональность функций отсчетов с разными индексами в этих пределах, получаем

$$\hat{x}_i(k\Delta t) = 2F_c \int_0^{T_a} x_\Sigma(t) \frac{\sin 2\pi F_c(t - k\Delta t)}{2\pi F_c(t - k\Delta t)} dt. \qquad (2.61)$$

Если анализируемое колебание $x_\Sigma(t)$ ограничено полосой сигнала F_c, то, представляя его рядом Котельникова согласно (2.61), можно написать

$$\hat{x}'_i(k\Delta t) \approx x_\Sigma(k\Delta t). \qquad (2.62)$$

Иными словами, максимально правдоподобные оценки совпадают с отсчетами анализируемой смеси, а дисперсия этих оценок определяется дисперсией шума и не зависит от энергии сигнала. Их математическое ожидание $M[\hat{x}_i(k\Delta t)]$ равно истинным значениям искомого параметра. Многошаговая [27] оценка параметра $x'_i(k\Delta t)$, полученная путем измерения реакции на периодически передаваемые зондирующие импульсные сигналы $s_i(t)$, может, естественно, за счет сильной корреляции отсчетов сигнала в отдельных сеансах и почти нулевой корреляции отсчетов аддитивного шума существенно повысить точность оценки. Если окончательную оценку формировать простым накоплением оценок, полученных в отдельных сеансах $\hat{s}'_r$:

$$\left.\begin{aligned} \hat{s}'_i(k\Delta t) &= \sum_{(r)} \hat{s}'_i(k\Delta t)_r \\ \hat{s}'_i(t) &= \sum_{(r)} \hat{s}'_i(t)_r \end{aligned}\right\}, \qquad (2.63)$$

то при условии, что корреляция между сигнальными отсчетами в отдельных сеансах равна единице, а между отсчетами шума нулю, правило (2.63) обеспечит максимизацию условного распределения суммарной оценки при заданных оценках $\hat{s}_r$ [15]. При наличии корреляционных

связей для максимации этого распределения требуется взвешенное суммирование оценок.

При периодической передаче зондирующего сигнала суммарная оценка может быть получена на выходе гребенчатого фильтра (рециркулятора).

Выбор постоянной времени входных блоков может обеспечить то или иное взвешивание парциальных вкладов разовых оценок (см. гл. 4).

Оценки, о которых мы говорили до сих пор, получены в условиях идеальной классификации (известна позиция символа, формирующего испытательный сигнал). Поскольку при многоуровневой передаче принимаемый сигнал можно записать в виде

$$s_i'(t) = a_i v'(t), \tag{2.64}$$

где форма $v'(t)$ определяется формой канального сигнала на передаче и переходной характеристикой канала, то ясно, что в условиях идеальной классификации оценка

$$\hat{v}'(t) = \frac{\hat{s}_i'(t)}{a_i} \tag{2.65}$$

однозначно связана с оценкой $\hat{s}'_i(t)$. Оценки ожидаемых сигналов остальных позиций образуются тогда соотношением

$$\hat{s}_l'(t) = \hat{v}'(t)\, a_l. \tag{2.66}$$

Полностью классифицированная выборка при измерении параметров канала, обеспечиваемая передачей специального тест-сигнала, ведет к определенной потере пропускной способности, а также к определенному усложнению схемы формирования сигнала на передаче.

Представляет поэтому интерес построение последовательных систем передачи сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией при отказе от передачи периодических тест-сигналов. Оценка параметров канала должна теперь осуществляться путем анализа информационных посылок.

Производя эту оценку до принятия решения в пользу тех или иных передаваемых символов, мы при передаче

n символов располагаем неклассифицированной выборкой принимаемого колебания

$$z(t)^{(1)},\ z(t)^{(2)},\ z(t)^{(3)},\ \cdots,\ z(t)^{(n)}, \qquad (2.67)$$

характер которой достаточно сложен вследствие межсимвольной интерференции в канале. Оценки форм (2.65) в этих условиях можно было, в принципе, осуществить путем усреднения функции правдоподобия, образованной для всех возможных вариантов принимаемых сигналов при передаче n символов.

Усреднение это может быть выполнено или с весами, равными априорной вероятности передачи отдельных цепочек символов [42] (полностью неклассифицированная выборка), или с весами, определяемыми их апостериорными вероятностями передачи (неидеальная обратная связь по решению).

В принципе, такое усреднение мы рассмотрели в § 2.5 при поиске оптимальных процедур приема дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции. Однако там же мы показали, что эти усреднения, связанные с нелинейной обработкой сигнала, реализуются достаточно сложными схемами.

Существенное облегчение при решении задачи оценки форм (2.65) по информационным посылкам наступает, если возможно осуществить идеальную обратную связь по решению. В условиях, когда выбранные решающей схемой символы с вероятностью, близкой к единице, соответствуют действительно переданным, последовательность (2.67) может быть идеально классифицирована с высоким качеством (схемные реализации при использовании двоичных противоположных сигналов рассматриваются в гл. 5).

Подчеркнем, что при оценке ожидаемых сигналов по информационным посылкам существенно увеличивается время накопления (усреднения) оценок координат ожидаемых сигналов по сравнению со случаем изучения канала только по реакции на испытательные посылки, что должно в условиях идеальной обратной связи по решению вести к росту качества оценки.

Передача информации при наличии специального тест-сигнала между информационными пакетами естественно предполагает некоторое группирование передаваемых символов в блоки, длина которых согласована с техническими характеристиками последовательной системы,

Такое согласование всегда выполнимо. Некоторые инженерные аспекты этой проблемы обсуждаются в §§ 5.2, 5.8. Возможности построения последовательной системы с отказом от тест-сигнала, в принципе, позволяют упростить согласование дискретных источников с канальной аппаратурой последовательной системы.

Выводы

1. Предельную помехоустойчивость последовательных систем в каналах с межсимвольной интерференцией и шумами нельзя обеспечить посредством тех или иных компенсаторов, а можно только на основе построения оптимальных приемных устройств.

2. Оптимальный прием в целом цепочек передаваемых символов в каналах с межсимвольной интерференцией — трудно реализуемая на сегодня задача.

3. Оптимальный (нелинейный) поэлементный прием символов при межсимвольной интерференции с анализом на интервале $T_а = (B+1)T$ в практически наиболее интересных случаях обеспечивает почти предельную помехоустойчивость последовательных систем.

4. Оптимальный поэлементный прием символов при межсимвольной интерференции существенно упрощается при использовании обратной связи по решению.

5. Для ансамбля сигналов, удовлетворяющих «условию разделения межсимвольной помехи», оптимальный поэлементный прием реализуется линейной корреляционной схемой, отнюдь не требующей в многолучевом канале разделения лучей и их синфазного сложения.

6. На основе сочетания процедуры приема в целом [кодовых комбинаций на интервале $T_а = (B+1)T$] и принятия решения в пользу первого символа выбранной кодовой комбинации можно при наличии идеальной обратной связи построить линейный корреляционный приемник (усложненный вариант приемника СИИП), обеспечивающий помехоустойчивость последовательных систем, близкую (для многих практически интересных ситуаций) к предельной.

7. При приеме двоичных равновероятных и противоположных сигналов существует принципиальная возможность построения субоптимального линейного приемника со специально формируемым опорным сигналом при произвольной межсимвольной интерференции.

8. Простейший вариант приемника СИИП (анализ на интервале $T_а = T$) с автовыбором интервала анализа имеет относительно простую реализационную основу и во многих случаях близок к оптимальному приемнику.

9. Реализация последовательных систем вполне может сочетаться с разнесенным приемом.

Глава 3

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КВ СВЯЗИ

3.1. ОЦЕНКА ПРЕДЕЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОДИНОЧНОГО ПРИЕМА ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

Поскольку одним из основных показателей эффективности любой системы связи является верность, определим значения средней вероятности ошибочного приема элементарных символов при различных методах передачи дискретных сообщений в многолучевом канале с замираниями.

Сравним между собой помехоустойчивость двоичных синхронных систем последовательного и параллельного типа при следующих условиях:

а) неизменна средняя скорость передачи информации

$$V = \frac{1}{T} = \frac{n}{T_{\text{пар}}} \text{ или } T_{\text{пар}} = nT,$$

где T, $T_{\text{пар}}$ — интервалы взятия информационных отсчетов в последовательной и параллельной системах соответственно; n — число частотных каналов в параллельной системе;

б) неизменна средняя мощность передатчика P_0 в обоих системах;

в) канал связи — двухлучевой с относительно медленными независимыми замираниями лучей с обобщенно-гауссовой статистикой, причем между регулярными компонентами лучей предполагается случайный фазовый сдвиг. Эта модель характерна для каналов кв связи;

г) запаздывание между лучами удовлетворяет условию

$$\Delta\tau \leqslant T. \tag{3.1}$$

Соотношения, полученные при $\Delta\tau = T$, характеризуют помехоустойчивость последовательных систем и при $\Delta\tau > T$ [1] в условиях оптимальной обработки сигнала.

Соблюдение условия (3.1) позволяет нам ограничить межсимвольную интерференцию при анализе последовательных систем двумя соседними посылками.

Для кв связи минимально возможное запаздывание между лучами обычно превышает 0,2 мс, что позволяет при скорости ввода информации $V \geqslant 1200$ бит/с считать, что для последовательной системы

$$\Delta\tau > 0{,}25T. \tag{3.2}$$

При анализе же параллельных систем в кв связи будем полагать, что

$$\Delta\tau \ll T_{\text{пар}} = nT; \tag{3.3}$$

д) в канале действует аддитивный нормальный «белый» шум с энергетическим спектром $G_{\text{ш}}$;

е) в сравниваемых системах используются противоположные сигналы БАМ с произвольной огибающей $A(t)$ и осуществляется когерентный поэлементный оптимальный (по критерию максимального правдоподобия) одиночный прием.

При передаче элемента сигнала

$$s(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)\,h(t)$$

принимаемый сигнал можно записать в виде

$$s'(t) = \gamma_1 A(t)\cos[\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_1]\,h(t) + \gamma_2 A(t - \Delta\tau) \times \times \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_2]\,h(t - \Delta\tau), \tag{3.4}$$

где $h(x) = \begin{cases} 1 \text{ при } 0 < x < T; \\ 0 \text{ при } T < x < 0; \end{cases}$

γ_k, φ_k — коэффициент передачи и фазовый сдвиг по k-му лучу, которые считаются неизменными на интервале анализа.

---

[1]) Это условие характерно для двоичных последовательных систем со скоростью ввода посылок в канал $V = \dfrac{1}{T} \geqslant 2400$ с$^{-1}$.

Энергия сигнала (3.4) определится соотношением:

$$E = E_0 [\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)\alpha];$$

$$E_0 = \frac{1}{2}\int_0^T A^2(t)\,dt;\; R(\Delta\tau) = \alpha = \frac{\int_{\Delta\tau}^{T} A(t)\,A(t-\tau)\,dt}{\int_0^T A^2(t)\,dt} \leqslant 1.$$

Для параллельных систем (когда $\Delta\tau \ll T$) коэффициент корреляции $\alpha = R(\Delta\tau) \approx 1$, в то время как для последовательных систем он может оказаться близким к нулю.

Для прямоугольной формы огибающей $\alpha = R(\Delta\tau) = 1 - \frac{\Delta\tau}{T}$.

Для гауссовой формы огибающей при условии, что длительность посылки T определена на уровне 0,1 от максимального значения, имеем

$$\alpha = \frac{\exp\left[-4{,}6\left(\frac{\Delta\tau}{T}\right)^2\right] \Phi\left[3{,}03\left(1 - \frac{\Delta\tau}{T}\right)\right]}{\Phi(3{,}03)}.$$

В таблице даны значения α при прямоугольной и гауссовой форме огибающей и различных значениях $\frac{\Delta\tau}{T}$.

$\frac{\Delta\tau}{T}$	Значения α при	
	прямоугольной форме	гауссовой форме
0	1	1
0,25	0,75	0,75
0,5	0,5	0,28
1	0	0

Минимально возможная вероятность ошибки (предельная помехоустойчивость) двоичной последовательной системы при поэлементном приеме и анализе на интервале $T_а = (B+1)T$ определится формулой

$$p = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E'_э}{2G_ш}}\right)\right], \tag{3.5}$$

где $E'_э = \int_0^{T_а} [s'_1(t) - s'_2(t)]^2\,dt = \int_0^{T+\tau_р} (s'_1 - s'_2)^2\,dt.$

Для сигналов, удовлетворяющих «условию разделения межсимвольной помехи», этот результат очевидным образом вытекает из алгоритма (2.40).

Для произвольных двоичных сигналов (3.5) приближенно определяет потенциальную помехоустойчивость, как это показано Г. Форни при оценке качества оптимального в каналах с межсимвольной интерференцией алгоритма Витерби [35].

Для противоположных сигналов $(s'_1(t)=s'_2(t)=s'(t))$ из (3.5) имеем

$$p=\frac{1}{2}\left[1-\Phi\left(\sqrt{\frac{2}{G_ш}\int\limits_0^{T+\tau_p} s'^2(t)\,dt}\right)\right]$$

или, если учесть (3.4), вероятность ошибки определится при точно известных параметрах канала формулой [1])

$$p=\frac{1}{2}\left\{1-\Phi\left(\sqrt{2h_0^2\left[\gamma_1^2+\gamma_2^2+2\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)\times\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)\right]}\right)\right\}, \tag{3.6}$$

$$h_0^2=\frac{E_0}{G_ш}=\frac{P_0T}{G_ш}; \tag{3.7}$$

где P_0 — средняя мощность сигнала на передаче.

При оптимальной обработке сигналов в последовательной системе и отсутствии защитных интервалов между информационными посылками результат (3.6) обеспечивается при наличии идеальной (с вероятностью, близкой к единице) обратной связи по решению. Инженерная практика весьма близка к реализации приемных устройств с такой обратной связью при учете существующих отношений сигнал/шум и скорости изменения параметров канала.

Подчеркнем, что при неизменных средней мощности передатчика P_0 и суммарной скорости передаваемой информации $E_0=P_0T$ определяет также энергию элемента сигнала на передатчике в каждом из n частотных каналов параллельной системы, поскольку увеличение дли-

---

[1]) При ОФМ эту вероятность следует (в области малых ошибок) удвоить, что, однако, несущественно при исследовании сравнительной помехоустойчивости последовательных и параллельных систем.

ны посылки (по сравнению с последовательной системой) в n раз сопровождается и уменьшением средней мощности сигнала во столько же раз. Следовательно, (3.6) определяет помехоустойчивость и параллельной системы при оптимальном когерентном приеме при учете условия (3.3).

Используя интегральное представление функции Крампа [10]

$$\frac{1}{2}[1-\Phi(x)]=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{1}{1+t^2}\exp\left(-\frac{1+t^2}{2}x^2\right)dt, \quad (3.8)$$

представим (3.6) в виде

$$p=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{1}{1+t^2}\exp[-h_0^2(1+t^2)(\gamma_1^2+\gamma_2^2)-2h_0^2(1+ \\ +t^2)\alpha\cos(\varphi_2-\varphi_1)\gamma_1\gamma_2]\,dt. \quad (3.9)$$

В рамках обобщенно-гауссовой модели рассмотрим сначала случай обобщенно-рэлеевских замираний амплитуд лучей, когда коэффициент ассиметрии по ортогональным компонентам [20]

$$\beta^2=\frac{\sigma_x^2}{\sigma_y^2}=1. \quad (3.10)$$

Для такой модели разность фаз $\psi=\varphi_2-\varphi_1$ распределена равномерно и после усреднения (3.9) по ψ получим

$$p=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{1}{1+t^2}\exp[-h_0^2(1+t^2)(\gamma_1^2+\gamma_2^2)]\times \\ \times I_0[2h_0^2\alpha(1+t^2)\gamma_1\gamma_2]\,dt. \quad (3.11)$$

Теперь выполним усреднение по γ_1, γ_2. Для совместной плотности вероятности имеем

$$w_э(\gamma_1,\gamma_2)=\frac{4\gamma_1\gamma_2}{\overline{\gamma_ф^2}^2}\exp\left[-\frac{\gamma_1^2}{\overline{\gamma_ф^2}}-\frac{\gamma_2^2}{\overline{\gamma_ф^2}}-q_1^2-q_2^2\right]\times \\ \times I_0\left(\frac{2q_1\gamma_1}{\sqrt{\overline{\gamma_ф^2}}}\right)I_0\left(\frac{2q_2\gamma_2}{\sqrt{\overline{\gamma_ф^2}}}\right), \quad (3.12)$$

где $q_r^2 = \frac{\gamma_{pr}^2}{\overline{\gamma_\Phi^2}}$ $(r=1,2)$ — отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей r-го луча.

Используя соотношение [10]

$$\int_0^\infty e^{-\rho^2 x^2} x I_0(\alpha x) I_0(\beta x)\, dx = \frac{e^{\frac{\alpha^2+\beta^2}{4\rho^2}}}{2\rho^2} I_0\left(\frac{\alpha\beta}{2\rho^2}\right), \qquad (3.13)$$

получаем после усреднения (3.11) по γ_1 и γ_2

$$p = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \exp\left\{\frac{-h_\Phi^2\, q_1^2 (1+t^2)\left[1 + h_\Phi^2 (1+t^2)(1-\alpha^2) - \right.}{1 + 2h_\Phi^2 (1+t^2) + h_\Phi^4 (1+t^2)^2 (1-\alpha^2)}\right.$$

$$\left.\frac{\left.- q_2^2 h_\Phi^2 (1+t^2)\right] 1 + h_\Phi^2 (1+t^2)(1-\alpha^2)}{}\right\}\times$$

$$\times \frac{I_0\left[\dfrac{2q_1q_2\,\alpha\, h_\Phi^2 (1+t^2)}{1 + 2h_\Phi^2 (1+t^2) + h_\Phi^4 (1+t^2)^2 (1-\alpha^2)}\right]}{(1+t^2)\left[1 + 2h_\Phi^2 (1+t^2) + h_\Phi^4 (1+t^2)^2 (1-\alpha^2)\right]}\, dt, \qquad (3.14)$$

где $h^2_\Phi = \gamma^2_\Phi h^2_0$ — усредненное отношение энергии флуктуирующей части сигнала в любом из лучей к спектральной плотности мощности шума.

Из (3.14), как частный случай, следует (3.11), если положить

$$h_\Phi^2 = 0;\ \gamma_1 = \gamma_{p1};\ \gamma_2 = \gamma_{p2} \qquad (3.15)$$

и учесть $q^2_1 h^2_\Phi = \gamma^2_{p1}$; $q^2_2 h^2_\Phi = \gamma^2_{p2}$.

Введем обозначения:

$$\overline{h_1^2} = h_\Phi^2\left(1 + q_1^2\right);\ \overline{h_2^2} = h_\Phi^2\left(1 + q_2^2\right) \qquad (3.16)$$

для средних отношений мощностей сигнала и шума по каждому из лучей, а

$$\delta^2 = \frac{\overline{h_2^2}}{\overline{h_1^2}} \qquad (3.17)$$

для отношения средних мощностей сигнала в лучах [1)].

[1)] Всегда можно принять $0 \leqslant \delta^2 \leqslant 1$.

Для рэлеевских замираний ($q^2{}_1 = q^2{}_2 = 0$) из (3.14) при $\delta^2 = 1$ имеем

$$p = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\left[\overline{h_1^2}^2 (1+t^2)^2 (1-\alpha^2) + 2\overline{h_1^2}(1+t^2) + 1\right]} . \tag{3.18}$$

Для последовательных систем в условиях надежной связи

$$\overline{h_1^2} \sqrt{1-\alpha^2} \gg 1 \tag{3.19}$$

из (3.18) следует

$$p \approx \frac{1}{\overline{h_1^2}^2 (1-\alpha^2)\pi} \int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)^3} .$$

Интегрируя [10], получаем

$$p \approx \frac{3}{16\overline{h_1^2}^2 (1-\alpha^2)} . \tag{3.20}$$

Перекрытие лучей ($\alpha > 0$) связано в последовательной системе с энергетическим проигрышем (по сравнению с случаем отсутствия перекрытия $\alpha = 0$)

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} . \tag{3.21}$$

При $\alpha = 0{,}75$ $\left[\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}25;\right.$ см. $\left.(3.2)\right]$ этот проигрыш не превышает $\eta = 1{,}52$ (1,8 дБ).

Для параллельных систем ($\alpha = 1$) в условиях надежной связи

$$\overline{h_1^2} \gg 1 \tag{3.22}$$

из (3.18) следует результат

$$p \approx \frac{1}{2\overline{h_1^2}\pi} \int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)^2} = \frac{1}{8\overline{h_1^2}} . \tag{3.23}$$

Сравнивая (3.20) и (3.23), можно видеть, что возможный энергетический выигрыш последовательных систем по сравнению с параллельными в рэлеевском канале ($q^2{}_1 = q^2{}_2 = 0$, $\delta^2 = 1$)

$$\eta = \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{2\sqrt{3p}} . \tag{3.24}$$

Зависимость $\eta(p)$, определяемая ф-лой (3.24) при $\alpha=0$, дана на рис. 3.1. Выигрыш возрастает по мере роста требуемого качества связи.

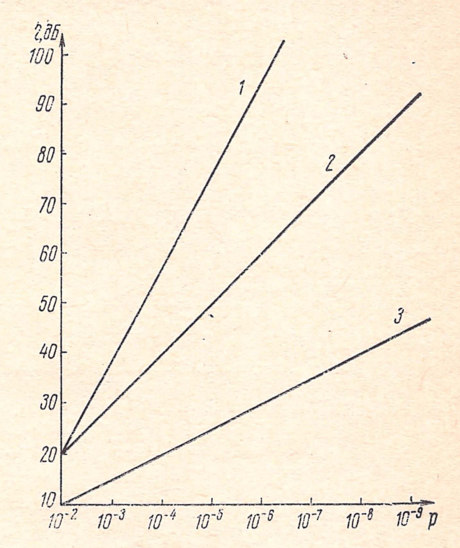


Рис. 3.1. Зависимость предельного энергетического выигрыша последовательных систем по сравнению с параллельными от допустимой вероятности ошибки:

1—$q_1^2\to\infty$, $q_2^2\to\infty$, $\delta^2=1$;

2—$q_1^2=q_2^2=0$, $\beta^2=0$;

3—$q_1^2=q_2^2=0$, $\beta^2=1$

Если флуктуации сигналов лучей выражены очень слабо ($q^2{}_1\gg1$, $q^2{}_2\gg1$), интегрирование (3.11) методом Лапласа [8] дает для последовательных систем при $\overline{h}^2{}_1+\overline{h}^2{}_2\gg1$ и $\alpha=0$ результат

$$p\approx\frac{1}{\sqrt{4\pi\overline{h}_1^2(1+\delta^2)}}\exp\left[-\overline{h}_1^2(1+\delta^2)\right]. \qquad (3.25)$$

Для параллельных же систем ($\alpha=1$) при равной интенсивности лучей ($\delta^2=1$) в тех же условиях вероятность ошибки

$$p\approx\frac{1}{\pi\sqrt{2\pi\overline{h}_1^2}}. \qquad (3{,}26)$$

В рассматриваемых условиях ($q^2{}_1\gg1$, $q^2{}_2\gg1$, $\beta^2=1$) энергетический выигрыш η последовательных систем связан допустимой вероятностью ошибки p соотношением

$$p=\frac{1}{\sqrt{\frac{\pi^3}{2}\eta\ln\left(\frac{\pi^3}{4}\eta\right)}}. \qquad (3.27)$$

Зависимость $\eta(p)$, определяемая (3.27), также дана на рис. 3.1.

Рассмотрим теперь ситуацию, когда $q_1 \neq 0$, $q_2 \neq 0$, а флуктуациями амплитуд пренебречь нельзя.

Для последовательных систем при выполнении условия (3.19) и $\alpha=0$ из (3.18) следует соотношение

$$p \approx \frac{3\left(1+q_1^2\right)^2}{16\overline{h}_1^{2^2}} \exp\left[-q_1^2-q_2^2\right]. \tag{3.28}$$

Для параллельных систем при выполнении условия (3.22) из (3.14) имеем

$$p \approx \frac{I_0(q_1 q_2)\left(1+q_1^2\right)}{8\overline{h}_1^2} \exp\left[\frac{-q_1^2-q_2^2}{2}\right]. \tag{3.29}$$

В анализируемой ситуации энергетический выигрыш последовательных систем

$$\eta = \frac{I_0(q_1 q_2)}{2\sqrt{3p}}. \tag{3.30}$$

Сравнивая (3.30) и (3.24) при $\alpha=0$, видим, что наличие регулярных компонент приводит по сравнению со случаем чисто рэлеевских замираний к росту энергетического выигрыша на

$$\eta = 10 \lg I_0(q_1 q_2), \text{ дБ}. \tag{3.31}$$

Теперь проанализируем в рамках обобщенно-гауссовой модели случай наиболее глубоких замираний лучей (усеченно-нормальное распределение амплитуд, когда коэффициент асимметрии $\beta^2=0$ [20]). Полагая, что лишь ортогональная компонента y не равна нулю, имеем из ф-лы (3.6) при фиксированных параметрах канала

$$p = \frac{1}{2}\left\{1-\Phi\left[\sqrt{2h_0^2\left(y_1^2+y_2^2+2y_1y_2\alpha\right)}\right]\right\}. \tag{3.32}$$

Воспользовавшись интегральным представлением функций Крампа, усредняя по y_1 и y_2, полагая их независимыми нормально распределенными случайными величинами с нулевыми средними значениями и одинаковой дисперсией, получаем

$$p = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\sqrt{1+4\overline{h}_1^2(1+t^2)+4\overline{h}_1^{2^2}(1+t^2)^2(1-\alpha^2)}}. \tag{3.33}$$

Для последовательных систем при выполнении условия (3.19) получаем

$$p \approx \frac{1}{8\bar{h}_1^2 \sqrt{1-\alpha^2}} . \qquad (3.34)$$

Для параллельных систем при выполнении условия (3.22) получаем

$$p \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{\overline{h_1^2}}} . \qquad (3.35)$$

Таким образом, при усеченно-нормальных замираниях лучей ($q^2{}_1 = q^2{}_2 = 0$, $\beta^2 = 0$) энергетический выигрыш последовательных систем

$$\eta = \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{p} . \qquad (3.36)$$

Эта зависимость также дана на рис. 3.1.

Можно показать, что реализация алгоритма субоптимального поэлементного приема с использованием процедуры приема в целом (см. § 2.3) обеспечивает вероятность ошибки, близкую к определенной выше для последовательных систем. Таким образом, возможный энергетический выигрыш последовательной системы с поэлементным приемом и использованием процедуры приема в целом по сравнению с параллельной системой определяется найденными выше соотношениями.

3.2. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ И ПРОСТЕЙШЕГО ВАРИАНТА ПРИЕМНИКА СИИП (АНАЛИЗ НА ИНТЕРВАЛЕ $T_a = T$)

Вероятность ошибки в анализируемой последовательной системе определится при фиксированных параметрах канала, в отличие от (3.6), формулой

$$p = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{2h_0^2\{\gamma_1^2 + [\gamma_2^2 + 2\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2 - \varphi_1)]\,\sigma\}}\right)\right] . \qquad (3.37)$$

При независимых обобщенно-рэлеевских замираниях лучей и случайном сдвиге фаз между регулярными компонентами средняя вероятность ошибки

$$p=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^\infty \frac{\exp\left\{\dfrac{-q_2^2 h_\text{ф}^2(1+t^2)\,\alpha\left[1+h_\text{ф}^2(1+t^2)(1-\alpha)\right]-\dfrac{q_1^2 h_\text{ф}^2(1+t^2)}{1+h_\text{ф}^2(1+t^2)}\left[1+h_\text{ф}^2(1+t^2)(1+\alpha-\alpha^2)+h_\text{ф}^4(1+t^2)^2\alpha(1-\alpha)\right]}{1+h_\text{ф}^2(1+t^2)(1+\alpha)+h_\text{ф}^4(1+t^2)^2\alpha(1-\alpha)}\right\}}{(1+t^2)\left[1+h_\text{ф}^2(1+t^2)(1+\alpha)+h_\text{ф}^4(1+t^2)^2\alpha(1-\alpha)\right]}\times$$

$$\times I_0\left[\frac{2q_1q_2\,\alpha\, h_\text{ф}^2(1+t^2)}{1+h_\text{ф}^2(1+t^2)(1+\alpha)+h_\text{ф}^4(1+t^2)^2\alpha(1-\alpha)}\right]dt. \quad (3.38)$$

Для рэлеевского канала

$$p=\frac{1}{\pi}\int\limits_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\left[1+\overline{h}_1^2(1+t^2)(1+\alpha)+\overline{h}_1^{2^2}(1+t^2)^2\alpha(1-\alpha)\right]} \quad (3.39)$$

При отсутствии перекрытия лучей ($\alpha=0$) и выполнении условия (3.22) следует известный результат для оптимального приема в однолучевом канале:

$$p\approx\frac{1}{4\overline{h}_1^2}. \quad (3.40)$$

Если же лучи частично перекрываются и выполняется условие

$$\overline{h}_1^2\sqrt{\alpha(1-\alpha)}\gg 1, \quad (3.41)$$

то средняя вероятность ошибки

$$p\approx\frac{3}{16\,\overline{h}_1^{2^2}\,\alpha(1-\alpha)}. \quad (3.42)$$

Сравнивая (3.20) и (3.42), видим, что энергетический проигрыш рассматриваемого варианта приемника СИИП

по сравнению с предельно помехоустойчивой последовательной системой равен [при выполнении условий (3.41)]

$$\eta = \sqrt{1 + \frac{1}{\alpha}}\,. \tag{3.43}$$

При $\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}25$ $\eta = \sqrt{2{,}3}$, при $\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}5$ $\eta = \sqrt{3}$, а при $\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}75$ $\eta = \sqrt{5}$.

Если флуктуации сигналов лучей выражены очень слабо ($q^2{}_1 \gg 1$, $q^2{}_2 \gg 1$), интегрирование (3.39) методом Лапласа [8] дает для анализируемого приемника при выполнении соотношения (3.41)

$$p \approx \frac{I_0\left(2\alpha\delta \overline{h}_1^2\right)}{2\sqrt{\pi\,\overline{h}_1^2 (1 + \alpha\delta^2)}} \exp\left[-\overline{h}_1^2 (1 + \alpha\delta^2)\right]. \tag{3.44}$$

Если $2\alpha\delta\overline{h^2}_1 \gg 1$, то удобно воспользоваться асимптотикой:

$$I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi\,x}}\,;\ x \gg 1 \tag{3.45}$$

и представить (3.44) так:

$$p \approx \frac{\exp\left[-\overline{h}_1^2 (1 + \alpha\delta^2 - 2\alpha\delta)\right]}{4\pi\,\overline{h}_1^2 \sqrt{\alpha\delta\,(1 + \alpha\delta^2)}}\,. \tag{3.46}$$

Сравнение (3.46) и (3.25) показывает, что энергетический проигрыш, связанный с неполным использованием энергии лучей, может быть весьма существен в каналах с незначительной флуктуацией амплитуд лучей. Тем не менее и в этих условиях при равной интенсивности лучей ($\delta^2 = 1$) анализируемый вариант СИИП обеспечивает большой энергетический выигрыш по сравнению с параллельной системой. Его можно получить, сопоставляя (3.26) и (3.46). После несложных выкладок получаем трансцендентное уравнение, связывающее искомый выигрыш η с допустимой вероятностью ошибки p:

$$\frac{\eta\pi^3}{\sqrt{16\alpha\,(1 + \alpha)}} = \frac{1}{p} \exp\left[\left(\frac{1 - \alpha}{\pi^2 p \sqrt{\eta}}\right)^2\right]. \tag{3.47}$$

При $\alpha = 0{,}75\left(\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}25\right)$ и $p = 10^{-4}$, $\eta \approx 2 \cdot 10^{-4}$ (43 дБ).

Для ситуации, когда $q^2_1 \neq 0$, $q^2_2 \neq 0$, пренебречь флуктуациями амплитуд нельзя, выполняются условие (3.41) и соотношение

$$\overline{h}_1^2 (1 - \alpha) \gg 2 q_1 q_2 \left(1 + q_1^2\right), \qquad (3.48)$$

из (3.38) следует расчетная формула

$$p \approx \frac{3\left(1 + q_1^2\right)^2}{16\alpha(1 - \alpha)\overline{h}_1^{2^2}} \exp\left(- q_1^2 - q_2^2\right). \qquad (3.49)$$

Сопоставление с результатом (3.28) позволяет утверждать, что по сравнению с предельной по помехоустойчивости последовательной системой энергетический проигрыш в рассматриваемом канале для простейшего варианта приемника СИИП равен

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\alpha(1 - \alpha)}}. \qquad (3.50)$$

При $\alpha = 0{,}75$ $\left(\frac{\Delta\tau}{T} = 0{,}25\right)$ этот проигрыш равен 2,36 (3,7 дБ).

При усеченно-нормальном распределении амплитуд лучей с одинаковой дисперсией из (3.39) следует результат

$$p = \frac{1}{\pi} \int\limits_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\sqrt{1+2\overline{h}_1^2(1+t^2)(1+\alpha) + 4\overline{h}_1^{2^2}(1+t^2)\,\alpha\,(1-\alpha)}}. \qquad (3.51)$$

При выполнении условия (3.41)

$$p \approx \frac{1}{8\overline{h}_1^2 \sqrt{\alpha(1 - \alpha)}}. \qquad (3.52)$$

Сопоставляя с (3.34), можно видеть, что потеря части энергии второго луча обусловливает энергетический проигрыш, выражаемый ф-лой (3.43).

В § 2.3 мы отмечали, что простейший вариант приемника СИИП может быть улучшен, если осуществлять автовыбор наилучшего интервала анализа сигнала. Оценим помехоустойчивость такого приемного устройства при медленных рэлеевских и усеченно-нормальных замираниях и в предположении отсутствия перекрытия лучей, ибо, как мы видели выше, наличие частичного пе-

рекрытия обусловливает высокую помехоустойчивость анализируемого приемника и без схемы автовыбора.

Поскольку при отсутствии перекрытия лучей и наличии идеальной обратной связи по решению приемник работает в однолучевом режиме, средняя вероятность ошибки

$$p = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{2h_0^2 \gamma_0^2})]\, w(\gamma_0)\, d\gamma_0, \qquad (3.53)$$

где γ_0 — коэффициент передачи по рабочему лучу.

Будем считать, что в схеме автовыбора он выбирается как максимальный из двух возможных с плотностью вероятности [20]:

$$w(\gamma_0) = 2w_1(\gamma_0) \int_0^{\gamma_0} w_1(\gamma)\, d\gamma. \qquad (3.54)$$

Если $w_1(\gamma)$ распределено по Рэлею, то

$$w(\gamma_0) = \frac{4\gamma_0}{\overline{\gamma^2}} \exp\left(-\frac{\gamma_0^2}{\overline{\gamma^2}}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma_0^2}{\overline{\gamma^2}}\right)\right], \qquad (3.55)$$

если же $w_1(\gamma)$ имеет усеченно-нормальное распределение, то

$$w(\gamma_0) = \frac{2}{\sqrt{2\pi\overline{\gamma^2}}} \exp\left(-\frac{\gamma_0^2}{2\overline{\gamma^2}}\right) \Phi\left(\frac{\gamma_0}{\sqrt{\overline{\gamma^2}}}\right). \qquad (3.56)$$

Интегрируя (3.53) по γ_0 с использованием интегрального представления функции Крампа, получаем результат:

при рэлеевских замираниях

$$p = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{dt}{(1+t^2)\,[1+\overline{h^2}(1+t^2)]\,[2+\overline{h^2}(1+t^2)]}\,; \qquad (3.57)$$

при усеченно-нормальных замираниях

$$p = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^{\infty} \frac{\left[1 - \frac{2 \operatorname{arc\,tg}[1+2\overline{h^2}(1+t^2)]}{\pi}\right]}{(1+t^2)\sqrt{1+2\overline{h^2}(1+t^2)}}\, dt. \qquad (3.58)$$

В области малых ошибок ($\overline{h^2} \gg 2$) имеем:

при рэлеевских замираниях

$$p \approx \frac{3}{8\overline{h^2}^2}\,; \qquad (3.59)$$

при усеченно-нормальных замираниях

$$p \approx \frac{1}{4\overline{h^2}}\,. \qquad (3.60)$$

Сравнивая (3.59) и (3.20), (3.60) и (3.34), видим, что в рассмотренном канале схема с автовыбором наиболее сильного луча и анализом на интервале $T_а = T$ имеет по сравнению со схемой, осуществляющей оптимальную обработку на интервале $(B+1)T$, удвоенную вероятность ошибки или энергетический проигрыш $\eta = \sqrt{2}$ (1,5 дБ). Другими словами, СИИП с автовыбором обеспечивает при одиночном приеме и отсутствии регулярной компоненты сигнала помехоустойчивость, близкую к предельно возможной.

По мере возрастания интенсивности регулярных компонент лучей эффективность автовыбора (разнесенного приема по лучам) падает, однако, в отличие от параллельной системы, помехоустойчивость приема при $q^2{}_1$, $q^2{}_2 \to \infty$ такая же, как в однолучевом канале без замираний.

3.3. ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЛИНЕЙНОГО ПРИЕМНИКА ДВОИЧНЫХ ПРОТИВОПОЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ СО СПЕЦИАЛЬНЫМ ОПОРНЫМ СИГНАЛОМ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

В § 2.3 мы обосновали субоптимальный поэлементный алгоритм приема двоичных противоположных сигналов, который осуществляет обработку сигнала на интервале $(B+1)T$ посредством линейного корреляционного приемника со специальным опорным сигналом.

При выполнении условия (3.1) этот приемник регистрирует «1» при выполнении неравенства

$$\int_0^{2T} z(t)\,[s'(t) - a_1 s'(t-T) - a_1 s'(t+T)]\,dt > 0 \qquad (3.61)$$

и «0» при выполнении обратного неравенства.

Коэффициент a_1 принимает значение 0, +1, —1 в соответствии с условиями (2.45); $z(t)$ — анализируемое колебание (сигнал плюс шум) на интервале $2T$; $s'(t)$ —

отклик канала на элементарный сигнал, соответствующий передаче «1».

Анализируемое колебание $z(t)$ при заданной реализации шума $u(t)$ принимает одно из 2^3 возможных значений в зависимости от того или иного сочетания трех последовательно передаваемых двоичных символов.

Предположим, что анализируемый (k-й символ) «1», до него и после него также передаются символы «1», тогда

$$z(t)_{111} = u(t) + s'(t+T) + s'(t) + s'(t-T).$$

Аналогично можно написать:

$$z(t)_{011} = u(t) - s'(t+T) + s'(t) + s'(t-T);$$

$$z(t)_{110} = u(t) + s'(t+T) + s'(t) - s'(t-T);$$

$$z(t)_{010} = u(t) - s'(t+T) + s'(t) - s'(t-T).$$

Средняя вероятность ошибки при точно известных сигналах и приеме по алгоритму (3.61) равна

$$p = 0{,}5\left\{1 - 0{,}25\left[\Phi\left(\frac{A_1}{\sqrt{\frac{G_ш E'}{2}}}\right) + \Phi\left(\frac{A_2}{\sqrt{\frac{G_ш E'}{2}}}\right) + \Phi\left(\frac{A_3}{\sqrt{\frac{G_ш E'}{2}}}\right) + \Phi\left(\frac{A_4}{\sqrt{\frac{G_ш E'}{2}}}\right)\right]\right\}, \quad (3.62)$$

где обозначено:

$$E' = \int_0^{2T} [s'(t) - a_1 s'(t-T) - a_1 s'(t+T)]^2\,dt = \int_0^{2T} s'^2_{oc}(t)\,dt;$$

$$A_1 = \int_0^{2T} s_{oc}(t)\,[s'(t+T) + s'(t) + s'(t-T)]\,dt;$$

$$A_2 = \int_0^{2T} s_{oc}(t)\,[s'(t) + s'(t-T) - s'(t+T)]\,dt;$$

$$A_3 = \int_0^{2T} s_{oc}(t)\,[s'(t+T) + s'(t) - s'(t-T)]\,dt;$$

$$A_4 = \int_0^{2T} s_{oc}(t)\,[s'(t) - s'(t+T) - s'(t-T)]\,dt.$$

Ограничивая исследование двухлучевой моделью канала [см. (3.4)], получаем:

$$E' = E_0 \left\{ \gamma_1^2 (1 + a_1^2) + \gamma_2^2 (1 + a_1^2) + 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \left[1 - \frac{\Delta\tau}{T} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + a_1^2 \left(1 - \frac{\Delta\tau}{T} \right) - 2a_1 \frac{\Delta\tau}{T} \right] \right\};$$

$$A_1 = E_0 \left\{ \gamma_1^2 (1 - a_1) + \gamma_2^2 (1 - a_1) + 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \left[1 - \frac{\Delta\tau}{T} - a_1 \right] \right\};$$

$$A_2 = E_0 \left\{ \gamma_1^2 (1 + a_1) + \gamma_2^2 \left(1 + a_1 - 2a_1 \frac{\Delta\tau}{T} \right) + \right.$$

$$\left. + 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \left[1 - \frac{2\Delta\tau}{T} + a_1 - 2a_1 \frac{\Delta\tau}{T} \right] \right\};$$

$$A_3 = E_0 \left\{ \gamma_1^2 (1 + a_1) + \gamma_2^2 (1 + a_1) + \right.$$

$$\left. + 2\gamma_1\gamma_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \left[1 - \frac{2\Delta\tau}{T} + a_1 - a_1 \frac{\Delta\tau}{T} \right] \right\};$$

$$A_4 = E_0 \left\{ \gamma_1^2 (1 - a_1) + \gamma_2^2 \left(1 - a_1 + 2a_1 \frac{\Delta\tau}{T} \right) + 2\gamma_1\gamma_2 \times \right.$$

$$\left. \times \cos(\varphi_2 - \varphi_1)(1 - a_1) \right\}.$$

Вспомним теперь, что коэффициент a_1, фигурирующий в исследуемом алгоритме приема (3.61), определяется согласно (2.45) и (3.4) величиной

$$C_{01} = \frac{2}{G_ш} \int_0^{T_a} s'(t)\, s'(t - T)\, dt = \frac{2\gamma_1\gamma_2}{G_ш} \cos(\varphi_2 - \varphi_1). \quad (3.63)$$

Если

$$\cos(\varphi_2 - \varphi_1) = 0, \quad (3.64)$$

т. е. сигналы отдельных лучей ортогональны [что возможно только при определенных фазовых соотношениях $\varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{2}(2k+1)$], то строго выполняется равенство $a_1 = 0$ и алгоритм оптимальной обработки (3.61) таков:

$$\int_0^{2T} z(t)\, s'(t)\, dt \gtrless 0. \quad (3.65)$$

При фиксированных параметрах канала вероятность ошибки при реализации алгоритма (3.65) и условия (3.64), как нетрудно видеть из (3.62), равна

$$p = \frac{1}{2}\left[1 - \Phi\left(\sqrt{2h_1^2(1+\delta^2)}\right)\right], \tag{3.66}$$

где $h^2_1 = E_0\gamma^2_1/G_ш$ — отношение сигнал/шум по первому лучу; $\delta^2 = \gamma^2_2/\gamma^2_1$, что соответствует потенциальной помехоустойчивости (см. § 3.1).

Если, однако, использовать алгоритм (3.65) в условиях, когда $\cos(\varphi_2 - \varphi_1) \neq 0$ (что без специальных мер фазирования имеет место с вероятностью, близкой к единице), то помехоустойчивость приема может существенно отличаться от потенциальной.

Проанализируем ситуацию, когда при формировании опорного сигнала $s'_{oc}(t) = s'(t) - a_1 s'(t+T) - a_1 s'(t-T)$ можно считать $a_1 = \pm 1$, что означает, что выполняется условие $\frac{2\gamma_1\gamma_2\,|\cos(\varphi_2 - \varphi_1)|}{G_ш} \gg 1$.

Если считать, что

$$\cos(\varphi_2 - \varphi_1) = 1; \quad a_1 = +1, \tag{3.67}$$

то вероятность ошибки при фиксированных параметрах канала

$$p = 0{,}5\left\{1 - 0{,}25\left[\Phi\left(\sqrt{4h_1^2}\,\frac{1+\delta^2\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)+2\delta\left(1-\frac{2\Delta\tau}{T}\right)}{\sqrt{1+\delta^2+2\delta\left(1-\frac{2\Delta\tau}{T}\right)}}\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\Phi\left(\sqrt{4h_1^2}\,\frac{1+\delta^2+\delta\left(2-\frac{3\Delta\tau}{T}\right)}{\sqrt{1+\delta^2+2\delta\left(1-\frac{2\Delta\tau}{T}\right)}}\right)\right]\right\}.$$

Если считать, что

$$\cos(\varphi_2 - \varphi_1) = -1; \quad a_1 = -1, \tag{3.68}$$

то вероятность ошибки

$$p = 0{,}5\left\{1 - 0{,}25\left[\Phi\left(\sqrt{4h_1^2}\,\frac{1+\delta^2-\delta\left(2-\frac{\Delta\tau}{T}\right)}{\sqrt{1+\delta^2-2\delta}}\right)\right]+\right.$$

$$\left.+2\Phi\left[\sqrt{4h_1^2}\,\frac{\delta^2\frac{\Delta\tau}{T}}{\sqrt{1+\delta^2-2\delta}}\right]+\Phi\left[\sqrt{4h_1^2}\,\frac{1+\delta^2\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}-2\delta\right)}{\sqrt{1+\delta^2-2\delta}}\right]\right\}.$$

Из приведенных формул видно, что использование алгоритма (3.61) приводит при некоторых значениях параметра канала к несокращаемой вероятности ошибки, не меньшей 0,25. Разумеется, что при случайном фазовом сдвиге $\varphi_2-\varphi_1$ вероятность строгого выполнения соотношений (3.67), (3.68) близка к нулю. Тем не менее отмеченное обстоятельство заставляет проявить осторожность при рекомендации обсуждаемого алгоритма.

Наличие идеальной обратной связи по решению улучшает качество субоптимального линейного корреляционного приемника противоположных сигналов. На самом деле проанализируем при выполнении условия (3.1) алгоритм приема

$$\int_0^{2T} [z(t)-g_{\text{ост}}(t)]\,[s'(t)-a_1 s'(t-T)]\,dt \gtrless 0, \qquad (3.69)$$

где $g_{\text{ост}}(t)$ — переходный процесс на интервале анализа от предшествующих посылок.

При двухлучевой модели канала вероятность ошибочного приема при алгоритме (3.69) определяется формулой

$$p = 0{,}5\left\{1-0{,}5\Phi\left(\sqrt{2h_1^2}\,\frac{\gamma_1^2(1-a_1)+\gamma_2^2\left[1-a_1\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)\right]+\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)\left[2-\frac{\Delta\tau}{T}+a_1\frac{\Delta\tau}{T}-2a_1\right]}{\sqrt{\gamma_1^2(1+a_1^2)+\gamma_2^2\left[1+a_1^2-\frac{\Delta\tau}{T}a_1^2\right]+2\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)\left[(1+a_1^2)\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)-a_1\frac{\Delta\tau}{T}\right]}}\right)-\right.$$

$$\left.-0{,}5\Phi\left(\sqrt{2h_1^2}\,\frac{\gamma_1^2(1-a_1)+\gamma_2^2\left[1+a_1\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)\right]+\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)\left[2-\frac{3\Delta\tau}{T}-3a_1\frac{\Delta\tau}{T}+2a_1\right]}{\sqrt{\gamma_1^2(1+a_1^2)+\gamma_2^2\left[1+a_1^2-\frac{\Delta\tau}{T}a_1^2\right]+2\gamma_1\gamma_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)\left[(1+a_1^2)\left(1-\frac{\Delta\tau}{T}\right)-a_1\frac{\Delta\tau}{T}\right]}}\right)\right\}. \qquad (3.70)$$

При выполнении условия (3.64) и $a_1=0$ из (3.70) следует результат (3.66), т. е. обеспечивается потенциальная помехоустойчивость последовательной системы в усло-

виях двухлучевого канала и одиночного приема. Однако и при иных параметрах канала алгоритм (3.69) обеспечивает помехоустойчивость, близкую к потенциальной.

Так, при выполнении условия (3.67) $\frac{\Delta\tau}{T}=1$ и $\delta_2=1$ энергетический проигрыш по отношению к предельно помехоустойчивой последовательной системе равен 2 (3 дБ), при выполнении же условий (3.68) $\frac{\Delta\tau}{T}=1$ и $\delta^2=1$ этот проигрыш не превышает 3,44 (5,3 дБ).

3.4. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ

Определим вероятность ошибки при разнесенном приеме двоичных противоположных сигналов по алгоритму (2.54) в двухлучевом рэлеевском канале, полагая, что длительность сигнальных посылок T не превышает времени взаимного запаздывания лучей $T\leqslant\Delta\tau$.

С учетом результатов сравнения помехоустойчивости двух типов систем мы ограничиваемся исследованием рэлеевского канала, в котором, как показано в § 3.1, параллельная система характеризуется минимально возможным энергетическим проигрышем по сравнению с последовательной.

При известных точно сигналах в отдельных ветвях и одинаковой в них спектральной плотности мощности шума $G_ш$ интересующая нас вероятность ошибки определяется формулой [20] [1])

$$p=\frac{1}{2}\left[1-\Phi\left(\sqrt{2h_0^2\sum_{n=1}^{N}\gamma_{0n}^2}\right)\right], \qquad (3.71)$$

где γ_{0n} — коэффициент передачи по рабочему лучу в n-й ветви разнесения.

Будем считать, что в схеме автовыбора он выбирается как максимальный из двух возможных с плотностью (3.55). Тогда средняя вероятность ошибки при N-ка-

[1]) Для определенности будем иметь в виду виды разнесения, которые не сопровождаются уменьшением средней энергии сигнала в отдельной ветви по сравнению с одиночным приемом (см. § 2.5).

нальном разнесении и независимых замираниях в отдельных ветвях с одинаковой статистикой

$$p = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \ldots \int_0^\infty \exp\left[-h_0^2(1+t^2)\sum_{n=1}^{N}\gamma_{0n}^2\right]\prod_{n=1}^{N}\frac{4\gamma_{0n}}{\overline{\gamma^2}}\times$$

$$\times\exp\left(-\frac{\gamma_{0n}^2}{\overline{\gamma^2}}\right)\frac{\left[1-\exp\left(-\frac{\gamma_{0n}^2}{\overline{\gamma^2}}\right)\right]}{(1+t^2)}\,d\gamma_{01}d\gamma_{02}\ldots d\gamma_{0N}dt. \quad (3.72)$$

После интегрирования по переменным γ_{0n}

$$p = \frac{2^N}{\pi}\int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\,[1+\overline{h^2}(1+t^2)]^N\,[2+\overline{h^2}(1+t^2)]^N}. \quad (3.73)$$

В области малых ошибок

$$p \approx \frac{2^{N-1}(4N-1)!!}{\overline{h^2}^{2N}(4N)!!}. \quad (3.74)$$

Вероятность ошибки в каждом из парциальных каналов параллельной системы определится при оптимальном когерентном сложении по N ветвям разнесения в двухлучевом канале формулой

$$p = \frac{1}{2}\left[1-\Phi\left(\sqrt{2h_0^2\sum_{n=1}^{N}\gamma_{1n}^2+\gamma_{2n}^2+2\gamma_{1n}\gamma_{2n}\cos\varphi_n}\right)\right], \quad (3.75)$$

где γ_{1n}, γ_{2n} — коэффициент передачи в n-й ветви разнесения по 1 и 2-му лучу; φ_n — фазовый сдвиг между лучами в n-й ветви.

Используя интегральное представление функции Крампа и усредняя по φ_n, которое считается равномерно распределенным, получаем

$$p = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \frac{1}{(1+t^2)}\prod_{n=1}^{N}\exp[-2h_0^2(1+t^2)(\gamma_{1n}^2+\gamma_{2n}^2)]\times$$

$$\times I_0\left(2h_0^2\gamma_{1n}\gamma_{2n}(1+t^2)\right)dt. \quad (3.76)$$

Усредняя по коэффициентам γ_{1n}, γ_{2n}, которые считаются независимыми, распределенными по Рэлею слу-

чайными величинами с однородной статистикой, приходим к результату

$$p = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{dt}{(1+t^2)\,[1+2\overline{h^2}(1+t^2)]^N}\,. \tag{3.77}$$

В области малых ошибок

$$p \approx \frac{1}{2^N\,\overline{h^2}^N}\,\frac{(2N-1)!!}{(2N)!!}\,. \tag{3.78}$$

Сравнивая (3.74) и (3.77), находим энергетический выигрыш последовательных систем по отношению к параллельным в двухлучевом рэлеевском канале в зависимости от допустимой вероятности ошибочного приема элементарного символа p и числа ветвей разнесения N:

$$\eta = \frac{2^{\frac{1}{2N}-1,5}}{p^{1/2N}} \left[\frac{(2N-1)!!}{2N!!}\right]^{\frac{1}{N}} \left[\frac{(4N)!!}{(4N-1)!!}\right]^{\frac{1}{2N}}. \tag{3.79}$$

Этот выигрыш, как и можно было ожидать, падает с ростом числа ветвей разнесения. Для наиболее распространенного сдвоенного приема энергетический выигрыш равен

$$\eta_2 \approx \frac{1}{(23p)^{1/4}}\,, \tag{3.80}$$

в то время как при одиночном приеме

$$\eta_1 \approx \frac{1}{(6p)^{1/2}}\,. \tag{3.81}$$

Зависимости, определяемые ф-лами (3.80) и (3.81), даны на рис. 3.2.

Найденные соотношения для эффективности разнесенного приема предполагают отсутствие корреляции (или слабую корреляцию) отдельных ветвей разнесения. Следует заметить, что при пространственном разнесении для достижения требуемого снижения коэффициента корреляции суммарных сигналов (прием длинных посылок) требуется меньший разнос антенн, чем для каждого отдельного луча (прием коротких посылок). Поэтому вполне возможно, что существующие на приемных радиоцентрах разносы антенн на некоторых трассах окажутся недостаточными для эффективного сдваивания в последовательных модемах.

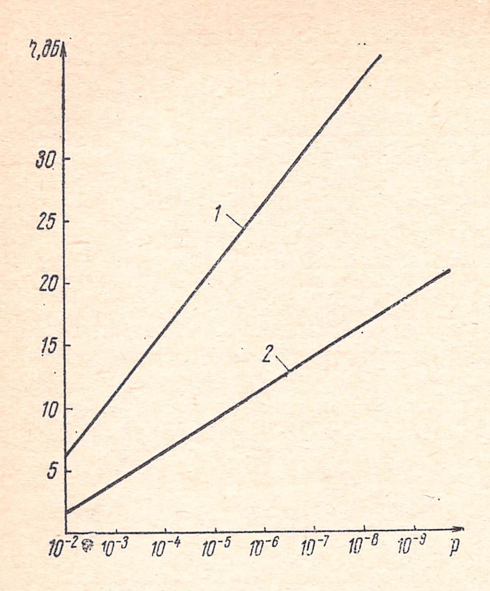


Рис. 3.2. Зависимость энергетического выигрыша СИИП с автовыбором по сравнению с параллельной системой от допустимой вероятности ошибки в двухлучевом рэлеевском канале:

1 — одиночный прием; 2 — сдвоенный прием

3.5. РАЗЛИЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРАВНИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Зная зависимости $p(\overline{h^2})$ при различных методах формирования группового сигнала, различных способах приема и различных моделях канала связи, а также оценки эквивалентной ошибки за счет неидеальности элементов радиотракта, можно провести детальное сравнение различных систем связи при фиксированной общей скорости передачи информации и мощности передатчика.

1. *Однолучевой гауссовский канал с медленными замираниями или без замираний.* Теоретическая помехоустойчивость параллельных и последовательных систем при фиксированном комплексном коэффициенте передачи такого канала одинакова, так как средняя мощность передатчика делится поровну между всеми частотными подканалами параллельной системы, зато во столько же раз снижается энергия посылки последовательной системы за счет сокращения ее длительности.

В анализируемом канале отсутствуют селективные замирания; мгновенные качества всех частотных подканалов одинаковы. Ошибки в обеих системах будут иметь

место тогда, когда уровень помех приблизится к уровню сигнала.

Таким образом, в однолучевом канале теория не отдает предпочтения параллельной или последовательной системе; инженерная практика имеет на этот счет вполне определенное суждение:

а. Одноканальная система последовательного действия намного проще, чем многоканальная.

б. Реальные радиопередатчики с нелинейной модуляционной характеристикой создают переходные помехи между подканалами параллельной системы. В то же время система последовательного действия допускает использование телеграфного (пикового) режима передатчика.

в. Параллельные системы более критичны к нестабильности частоты возбудителя передатчика и гетеродинов приемника, чем последовательные, так как вредное действие ухода частоты Δf оценивается по уходу фазы $\Delta\varphi$ за время одной посылки:

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta f T,$$

а длительность посылки T в последовательной системе меньше.

В частности, при ОФТ «губительным» сдвигом фаз при когерентном приеме является $\Delta\varphi \geqslant \frac{\pi}{2}$; отсюда допустимый уход частоты для последовательной системы ОФТ при $V = 1200$ Бод

$$\Delta f_{\text{посл}} < \frac{\pi V}{2 \cdot 2\pi} = \frac{V}{4} = 300 \text{ Гц};$$

для параллельной системы при $n = 6$ (6 каналов)

$$\Delta f_{\text{пар}} < 50 \text{ Гц}.$$

г. Впрочем, даже при $\Delta f = 0$, как бы медленны не были замирания в канале, выбросы скорости изменения фазы возможны всегда; это приводит к несократимой вероятности ошибки при ОФТ.

Так, при квазирэлеевских замираниях и аппроксимации коэффициента корреляции компонент сигнала

$$R(T) = e^{-\frac{T^2}{2\beta^2}};$$

вероятность ошибки в отсутствие помех [23]

$$p_{\text{ОФТ}} \approx \frac{T^2}{4\beta^2} e^{-q^2},$$

где q^2 — превышение регулярной части сигнала над флуктуирующей.

Из формулы видно, например, что если в последовательной системе обеспечена несократимая вероятность ошибки $p_{\text{ОФТ посл}} = 10^{-4}$, то в параллельной системе при $n=6$, когда $T_{\text{пар}} = 6\,T_{\text{посл}}$, $P_{\text{ОФТ пар}} \approx 3{,}6 \cdot 10^{-3}$, а при $n=20$ $P_{\text{ОФТ пар}} \approx 4 \cdot 10^{-2}$, что гораздо хуже.

Отмеченные достоинства последовательных систем сохраняются и при других моделях канала; мы не будем возвращаться к ним, поскольку на первый план там будут выдвигаться другие аспекты сравнения.

Единственно оправданным применением многочастотного модема в гауссовом канале является параллельная работа на одной радиолинии нескольких независимых источников с номинально одинаковыми, но отличающимися от номинала, скоростями телеграфирования. При этом временно́е уплотнение таких несинхронизированных информационных потоков затруднительно, хотя и возможно (см. § 5.2 и [31]) с некоторой потерей пропускной способности канала.

2. *Двухлучевой гауссовский канал с медленными квазирэлеевскими замираниями и равномерно распределенным фазовым сдвигом между регулярными компонентами обоих путей распространения.* Если регулярные компоненты соизмеримы, то распределение огибающей суммарного сигнала, определяющей достоверность приема в параллельной системе, становится хуже, чем у каждого луча в отдельности, а при больших q^2 порой даже хуже рэлеевского. Это видно из сравнения формул для вероятности ошибок параллельной системы в двухлучевом канале (3.26; 3.29) и в однолучевом обобщенно-рэлеевском канале [20] при когерентном приеме.

Таким образом, рассматриваемая модель канала для параллельной системы ведет к ухудшению условий приема по сравнению с приемом по одному лучу, причем с ростом q^2 (улучшение условий в каждом луче) потеря достоверности увеличивается.

В последовательной системе при поэлементном приеме на интервале $(B+1)T$ или при приеме в «целом» сказывается эффект разнесения, тем больший, чем мень-

ше q^2 и чем больше (в некоторых допустимых пределах) запаздывание эхо-сигнала. Это видно из сравнения формул для вероятности ошибок последовательной системы в двухлучевом канале (3.25; 3.28) и в однолучевом канале с теми же замираниями [20].

Итак, анализируемая двухлучевая модель по сравнению с предыдущей однолучевой дает ухудшение качества в параллельной системе и улучшение качества в последовательной системе. Причем с ростом q^2 растет проигрыш параллельной, а с его уменьшением растет выигрыш последовательной системы. При $q^2=0$ рассмотрение можно проделать особо.

3. *Двухлучевой канал с рэлеевскими замираниями в каждом луче.* Это единственный из рассмотренных случаев, когда появление второго луча уменьшает вероятность ошибки в параллельной системе (3.23) в два раза. Однако выигрыш в последовательной системе и здесь больше, чем в параллельной. Относительный выигрыш, даваемый ф-лой (3.24), при большом временно́м рассеянии лучей (малом α) всегда больше единицы.

Статистика реального канала не укладывается в жесткие рамки конкретного распределения. Каналы с частотно-временны́м рассеянием нестационарны, и параметры, фиксированные при анализе, в действительности медленно меняются, сохраняя свои значения лишь на интервале локальной стационарности. В течение суток на конкретной радиолинии изменяются глубина и скорость интерференционных замираний — параметры q^2 и $B(\tau)$, средняя величина превышения $\overline{h^2}$ и даже число и взаимное запаздывание лучей.

Практика организации радиосвязи предусматривает смену рабочих частот на одной и той же трассе в течение суток и в течение года именно по этой причине.

Нестационарность канала не позволяет применить формулы относительного выигрыша систем связи для непосредственного экономического расчета эффективности внедрения последовательного способа передачи информации. Однако ясно, что если больший или меньший выигрыш имеет место при любой статистике канала, а в однолучевом режиме нет ни выигрыша, ни проигрыша, то в среднем будет обнаружен выигрыш. На «легких» трассах этот выигрыш меньше, на «тяжелых» (характеризующихся интенсивной многолучевостью и глубокими замираниями) больше.

Считая, например, что на некоторой «тяжелой» трассе в течение 50% времени эксплуатации имеют место два луча с рэлеевским распределением, а в остальные 50% времени — с квазирэлеевскими и необходимо при одинарном приеме обеспечить вероятность ошибок не хуже 10^{-3}, получаем из (3.24) и (3.30) для первых 50% выигрыш $\eta_1 \geqslant 9$, а для вторых $\eta_2 \geqslant 22$. Средний выигрыш $\eta_{ср} = \frac{\eta_1 + \eta_2}{2} \geqslant \frac{9+22}{2} = 15{,}5$.

Изменение вероятностных характеристик радиоканала во времени и соответствующее изменение достоверности приема, в принципе, можно компенсировать изменением мощности передатчика (если допустимая вероятность ошибки больше несократимой вероятности) и в целом получить экономию электрической энергии. Однако это малоэффективный путь, и на практике поступают иначе, осуществляя смену рабочих частот. Если мощность передатчика в течение эксплуатации не регулируется, а достоверность приема должна поддерживаться не хуже заданной, то средний выигрыш определяется по отношению мощностей (или средних превышений $\overline{h^2}$), обеспечивающих требуемое качество соответственно в параллельной и последовательной системах.

Примерный расчет выигрыша иллюстрируется графиком рис. 3.3. По оси абсцисс откладываются отрезки,

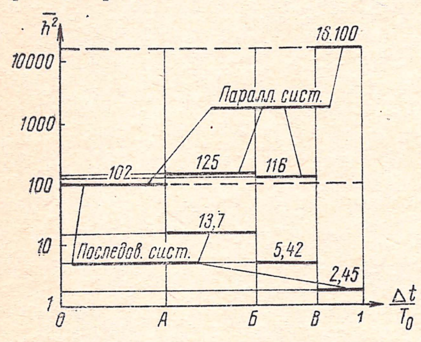


Рис. 3.3. К расчету абсолютного энергетического выигрыша $p = 10^{-3}$:

Интервалы времени: ОА — один луч с обобщенно-рэлеевским распределением; АБ — два луча с рэлеевским распределением; БВ — два луча с обобщенно-рэлеевским распределением; В1 — два луча без флуктуаций

отображающие процент времени, в течение которого имеют место тот или иной механизм распространения и соответствующая математическая модель канала. Приведенный конкретный пример близок к практической ситуации на трассах средней протяженности: часть времени распространения характеризуется двумя лучами,

распределенными по Рэлею, часть — по обобщенно-рэлеевскому закону, часть времени замирания в лучах практически отсутствует, но между регулярными компонентами сохраняется случайный фазовый сдвиг. Наконец, часть времени имеет место один луч с обобщенно-рэлеевскими замираниями.

По оси ординат отложены соответствующие значения средних превышений $\overline{h}^2$ для систем параллельной и последовательной передачи, обеспечивающих требуемую (при одинарном приеме) вероятность ошибки 10^{-3}. Для того чтобы одним передатчиком (т. е. будем считать при одном значении $\overline{h}^2$) обеспечить не худшую достоверность, выбираем максимальные $\overline{h}^2$ для обеих систем. Они оказываются равными:

$$\overline{h}^2_{\substack{\text{пар}\\ \text{макс}}} = 16\,000\,(42\ \text{дБ}); \tag{3.82}$$

$$\overline{h}^2_{\substack{\text{посл}\\ \text{макс}}} = 102\,(20\ \text{дБ}). \tag{3.83}$$

Абсолютный выигрыш

$$\eta_{\text{абс}} = \frac{\overline{h}^2_{\text{макс пар}}}{\overline{h}^2_{\text{макс посл}}} = \frac{16\,100}{102} = 158\,[22\ \text{дБ}]. \tag{3.84}$$

Как видим, абсолютный выигрыш не зависит в этом случае от соотношения времени существования отдельных механизмов распространения. Дискретные графики по рис. 3.3 можно превратить в непрерывные кривые, внося уточнения в распределение моделей канала во времени и уменьшая интервалы локальной стационарности. Абсолютный выигрыш будет определен при этом как разность максимальных значений (3.84), найденных по этим плавным кривым.

Энергетический анализ, проведенный с учетом всей статистики радиоканала, позволяет реально выбирать передатчик с меньшей номинальной мощностью $P_{\text{н}}$ для той системы передачи, у которой $\overline{h}^2_{\text{макс}}$ меньше. Это легко может быть пересчитано в соответствующую годовую экономию на одной магистральной линии [13].

Считая, что $P_{\text{н}}$ линейно связана с $\overline{h}^2$, для примера на рис. 3.3 находим

$$\frac{P_{\text{н пар}}}{P_{\text{н посл}}} = 158\ (22\ \text{дБ}).$$

Выигрыш последовательной системы может быть реализован и без замены передатчика. Дело в том, что при одном и том же качестве и при одинаковой мощности $P_н$ последовательная система допускает больший фактор рассеяния $\Delta f \Delta \tau$, т. е. позволяет с большей свободой маневрировать частотой. Это снижает наименьшую применимую частоту и открывает новые возможности совершенствования волнового расписания. На ряде линий, где сегодня необходима периодическая смена рабочих частот, последовательный модем может непрерывно работать с одной несущей.

К инженерному сравнению систем типа СИИП с другими системами, призванными решить ту же задачу обеспечения на кв в тональном спектре скорости передачи порядка 1200—2400 бит/с, можно подойти с разных сторон:

А. Сравнение со старым базовым оборудованием и системой ЧТ-ДЧТ (200 или 2×200 Бод).

Те же передатчик и приемник могут работать в сочетании с модемом типа СИИП, но с большей скоростью. Эксплуатационные характеристики и качество связи остаются примерно теми же. Для того чтобы на старом оборудовании обеспечить новую скорость, необходимо увеличивать число передатчиков и приемников, а в случае единого скоростного источника ставить преобразующие приставки на передаче и приеме. В этом случае выигрыш модема типа СИИП обусловлен сокращением объема оборудования, потребления энергии и штата обслуживания в три—шесть раз.

Б. Сравнение с новым (однополосным) базовым оборудованием и многочастотным синхронным модемом (типа МС, Кинеплекс) [11, 21 и др.].

Широкое внедрение однополосных передатчиков и приемников на магистральных линиях позволяет использовать для скоростной передачи информации многочастотные системы, основанные на вторичном уплотнении телефонного радиоканала. Синхронные модемы типа МС, Кинеплекс обеспечивают хорошую частотно-временну́ю компоновку группового сигнала, являющуюся оптимальной для идеального гауссовского канала, к которому приближаются тональные каналы дальней связи.

Однако для однополосного коротковолнового радиоканала эта оптимальность не сохраняется. При полной информационной загрузке модема глубокие селективные

замирания приводят к разрушению части информации; частотное рассеяние нарушает ортогональность принятых сигналов. Повышение качества связи возможно лишь при обмене скорости на достоверность, когда одна часть каналов дублирует другую часть, разнесенную по частоте.

Последовательный модем, работая короткими посылками, обеспечивает предельный случай частотного разнесения, когда во всей отведенной для связи полосе передается одна и та же информация.

Этим объясняется гораздо большая устойчивость последовательных модемов к селективным замираниям, сопровождающим многолучевость, обнаруженная при различной статистике в § 3.2.

Но, пожалуй, основным достоинством модемов типа СИИП является реализационная простота, обусловленная одноканальностью. Каждый элемент схемы используется в ускоренном ритме, осуществляя обработку каждой единицы информации.

Следует также заметить, что при необходимости последовательный модем, в отличие от параллельного, может быть использован не на телефонной, а на телеграфной радиолинии, т. е. с передатчиком в пиковом режиме (см. гл. 5).

В. Сравнение с простыми несинхронными модемами (многоканальная ЧТ или ОФТ с «ортогональными спектрами»).

Указанные модемы осуществляют простое частотное уплотнение телефонного радиоканала несколькими телеграфными. В отличие от синхронных модемов, в которых разделение частотных подканалов осуществляется корреляционным способом одновременно с детектированием на основе ортогональности сигналов на поднесущих, в несинхронных модемах операции разделения подканалов и детектирования разделены. Это позволяет передавать по отдельным подканалам независимую низкоскоростную информацию (даже с разными номиналами скоростей) и устраняет взаимные помехи, обусловленные частотным рассеянием. Вместе с тем при передаче единого скоростного сигнала здесь возникают специфические трудности, связанные с трансформацией скорости на передаче и на приеме. Кроме того, несинхронный модем уступает синхронному по максимальной скорости пере-

дачи. В каждом подканале должна быть собственная тактовая синхронизация.

Несинхронные модемы привлекают своей структурной простотой. Однако так же, как и синхронные, они уступают последовательному модему в достоверности приема и, кроме того, не могут использоваться со старым парком радиотелеграфной аппаратуры.

Выводы

1. По ряду важных показателей (помехоустойчивость в канале с частотно-временны́м рассеянием, критичность к линейным и нелинейным искажениям в тракте, реализационная сложность и др.) последовательные системы передачи информации с изучением канала и адаптацией превосходят параллельные системы.

2. Упрощенный вариант последовательного модема (СИИП с автовыбором) незначительно уступает оптимальному варианту по помехоустойчивости, однако первый реализационно намного проще.

3. Предлагаемое распределение типов модемов:

а) многоканальный несинхронный модем (с ЧТ или ОФТ) — для независимой передачи нескольких низкоскоростных (100—200 Бод) потоков информации;

б) многоканальный синхронный модем (ОФТ) — для передачи больших потоков информации от одного источника в радиоканале с малым частотно-временны́м рассеянием (достигаемым оптимизацией волнового расписания, применением направленных антенн и т. п.);

в) одноканальный синхронный модем типа СИИП — для передачи от одного источника потоков информации скоростью до 2400 бит/с (включительно) с возможностью ее свертывания до меньших кратных величин, для передачи в радиоканалах с большим частотно-временны́м рассеянием, с большими нелинейными искажениями на передаче и линейными искажениями в тракте в целом.

Глава 4

НЕКОТОРЫЕ ИНЖЕНЕРНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНЫХ И СУБОПТИМАЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛАМ С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ

4.1. ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНОГО АЛГОРИТМА И ВАРИАНТА ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

Общие соображения

Техника связи располагает большим ассортиментом модемов, предназначенных для передачи дискретной информации по непрерывным (в частности, стандартным телефонным) каналам. Желая организовать дискретный канал на основе предоставленного непрерывного, удовлетворяющего известным требованиям, мы просто включаем на входе и выходе части такого модема, совершенно не заботясь о том, какими физическими элементами образован непрерывный канал.

Другое дело, когда непрерывный канал не удовлетворяет требованиям стандарта. Именно так обстоит дело в каналах с частотно-временно́й селективностью (например, кв радиоканал). В этом случае для организации дискретного канала появляется необходимость разработки специализированных модемов. Это порождает ряд проблем, которые можно разделить на организационные и инженерные.

Первые хорошо знакомы специалистам и представляют интерес для отдельного исследования.

Данная глава затрагивает лишь инженерные проблемы, причем акцент делается на системах последовательной передачи, в достоинства которых авторы твердо верят.

Выше, в гл. 2, читателю предлагались разнообразные алгоритмы, в соответствии с которыми можно строить оптимальные и субоптимальные приемные устройства. Эти алгоритмы могут быть реализованы на высокой (промежуточной) частоте либо на уровне квадратурных

компонент сигнала; каждый из алгоритмов имеет модификацию, предполагающую обработку не всего непрерывного сигнала, а лишь его отсчетов; в любом варианте возможно использование разнесенного приема. Перед разработчиком конкретной системы связи сразу встает задача выбора одного из многочисленных вариантов, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки. Критерием выбора должны служить, с одной стороны, простота решения и сопутствующие ей экономичность и аппаратурная надежность, а с другой стороны, достоверность приема и в целом высокое качество связи.

Поиск наилучшего решения всегда носит исследовательский характер с привлечением сравнительных экспериментов и отбрасыванием неудачных вариантов. И тем не менее окончательное решение носит отпечаток личного опыта и даже субъективных симпатий конструктора. Часто эксперимент выявляет такие особенности варианта, которые можно было предсказать теоретически. Мы рассмотрим здесь несколько аспектов, которые неоспоримо влияют на выбор варианта.

Выбор масштаба и формы носителя сигнала

Алгоритм обработки сигнала является основанием для синтеза функциональной схемы приемной части модема. Она представляет собой, по сути, вычислительную машину, работающую в реальном масштабе времени, причем задержка, которой неизбежно подвергается сигнал в ходе вычислительных операций, не должна превышать некоторой допустимой величины.

Алгоритм, подлежащий реализации, оперирует некоторыми переменными величинами (допустим, z), принимающими в процессе преобразований различную форму: напряженность поля E вблизи приемной антенны, напряжение $u_{\text{вх}}$ на входе приемника, ток в нагрузке усилителя и т. д. В электромеханических фильтрах сигнал может проявляться даже в форме механического перемещения, скорости, усилия сгиба (пьезоэлектрической пластины). Во всех случаях это один и тот же сигнал, а различные его промежуточные формы необходимы для реализации заданных свойств преобразовательных каскадов. Таким образом, за преобразованиями электрических и механических величин, т. е. носителей

сигнала, скрываются процессы, связанные с преобразованиями обобщенных переменных (z и др.), которые могут не иметь размерности, могут быть независящими от выбора конкретных элементов схем и не поддаваться измерению никаким измерительным прибором. Между этими переменными и их носителем обычно существует коэффициент пропорциональности, являющийся масштабом этих переменных. Наблюдая (например, на экране осциллографа) электрический процесс на выходе какого-либо функционального блока, можно судить о развитии во времени той обобщенной переменной, ради которой производятся операции над физическими величинами. В сущности, в этом и состоит принцип моделирования в вычислительных (в особенности в аналоговых) схемах.

Однако понятие «масштаба» в инженерной практике построения модемов в значительной степени трансформировалось. Если в универсальных вычислительных машинах, где при смене алгоритма блоки соединяются в новой комбинации, все масштабы должны быть одинаковы (например, 100 В в ламповых каскадах), то в специализированных, каковыми являются модемы, должны совпадать лишь масштабы входных и выходных переменных в точках соединения каскадов. Поэтому в одном и том же модеме может быть большое разнообразие масштабов. Рассмотрим некоторые примеры:

Отрицательный масштаб. Если какой-либо электронный блок (например, сумматор с операционным усилителем) при подаче на вход положительных напряжений на выходе дает отрицательное напряжение, можно говорить, что перед нами инвертирующий сумматор (и для восстановления масштаба потребовать включения инвертора) либо что перед нами просто сумматор, но знак масштаба изменился. Во втором случае мы должны лишь учесть это изменение знака масштаба в следующем за сумматором каскаде. При этом экономится инвертор.

Токовый масштаб. Бывает так, что для выполнения некоторого функционального преобразования подходит нелинейный резистор (или многополюсник), у которого входное напряжение и выходной ток связаны требуемой зависимостью. Тогда можно осуществить на выходе режим короткого замыкания и считать, что выходная переменная получена в токовом масштабе. При этом, естественно, следующий каскад должен иметь такой же

токовый масштаб входной переменной. В качестве примера рассмотрим реализацию преобразования

$$z = x + y^2. \tag{4.1}$$

Квадратирование осуществим на начальном участке вольтамперной характеристики диода:

$$i_1 = au^2. \tag{4.2}$$

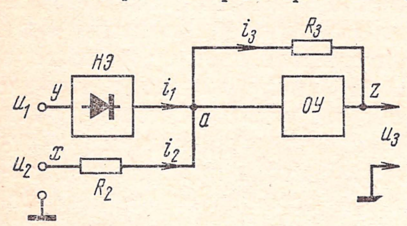


Рис. 4.1. Функциональная схема вычислительного узла

Суммирование осуществим с помощью операционного усилителя с глубокой параллельной отрицательной обратной связью (рис. 4.1). Обратная связь уменьшает входное сопротивление операционного усилителя (ОУ) до наперед заданной малой величины, так что нелинейный элемент (НЭ) работает в режиме короткого замыкания и в точке a обеспечивает равенство

$$i_1 + i_2 = i_3,$$

а вместе с ним

$$au_1^2 + \frac{u_2}{R_2} = -\frac{u_3}{R_3} \tag{4.3}$$

или, умножая обе части равенства (4.3) на $\left(\frac{R_3}{E}\right)$, где E — некоторая эдс, получаем

$$\frac{aR_3}{E} u_1^2 + \frac{R_3}{ER_2} u_2 = -\frac{u_3}{E}. \tag{4.4}$$

Считая

$$z = \left(-\frac{1}{E}\right) u_3; \quad x = \left(\frac{R_3}{ER_2}\right) u_2; \quad y = \left(\sqrt{\frac{aR_3}{E}}\right) u_1, \tag{4.5}$$

получаем требуемое равенство (4.1).

Величины, стоящие в скобках (4.5) и имеющие размерность $\frac{1}{B}$, являются масштабами соответствующих переменных. В ходе промежуточных вычислений величина y^2 имела токовый масштаб, что удачно сочеталось с явлением сложения токов в точке a (рис. 4.1).

Выбирая E, R_2, R_3, можно было бы установить необходимые масштабы для всех трех переменных. К сожалению, аппроксимация (4.2) справедлива лишь в огра-



Рис. 4.2. Расширение квадратичного участка по напряжению

ниченном диапазоне напряжений u_1, поэтому для установки масштаба y приходится расширять этот диапазон, соединяя диоды в последовательную цепь (рис. 4.2).

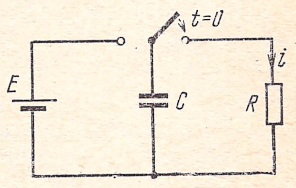


Рис. 4.3. Моделирование показательной зависимости во временно́м масштабе

Временно́й масштаб. Временно́й масштаб используется тогда, когда отклик связан с воздействием некоторой сложной (обычно трансцендентной) зависимости, которую, однако, легко получить как функцию времени, например

$$y = e^{-x}. \tag{4.6}$$

Для осуществления (4.6) можно воспользоваться разрядом конденсатора на резистор (рис. 4.3):

$$i = \frac{E}{R} e^{-\alpha t}, \tag{4.7}$$

где $\alpha = \dfrac{1}{RC}$.

Считая

$$y = \left(\frac{R}{E}\right) i, \quad x = \alpha t. \tag{4.8}$$

Следовательно, x имеет временно́й масштаб, а y — токовый.

Временно́й масштаб входной переменной позволяет осуществить довольно точное перемножение в четырех квадрантах, используя схему рис. 4.4. Здесь «—» — инвертор; x — сомножитель с масштабом напряжения; y — сомножитель с временны́м масштабом. Если y так управляет ключом, что разность отрезка времени t_1, в

течение которого интегрируется неинвертированное значение x, и времени интегрирования инвертированного значения t_2 пропорциональна y, то

$$z = a\int_0^{t_1} xdt + a\int_{t_1}^{t_1+t_2} (-x)dt = ax(t_1-t_2) = axby = (ab)\,xy, \quad (4.9)$$

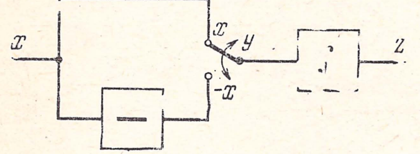


Рис. 4.4. Использование временно́го масштаба для аналогового перемножения

где a — масштаб времени интегратора; b — временно́й масштаб y; ab — изменение масштаба z по сравнению с xy.

Можно потребовать $ab=1$.

Разумеется, оба приведенных примера предполагают, что за время анализа входные переменные сохраняют свое начальное значение. Следовательно, временно́й масштаб применим лишь при дискретно-аналоговой обработке сигнала, когда между соседними выборками входной переменной есть интервал времени, который можно расходовать для моделирования промежуточных результатов.

Высокочастотный масштаб. Носителем сигнала может быть высокочастотное колебание, один из параметров которого пропорционален переменной.

Уже давно в качестве почти бездрейфовых УПТ применяются усилители с модуляторами-демодуляторами (МДМ), в которых промежуточная форма сигнала

$$u = Ex\,СП\,\omega t. \quad (4.10)$$

Здесь $СП\omega t = \mathrm{sign}(\cos\omega t)$; варьируемый параметр — амплитуда. При изменении знака x фаза высокочастотного напряжения $u(t)$ скачком меняется на π. Демодулятор обладает фазовой чувствительностью и воспроизводит изменение знака.

Высокое качество усилителей с МДМ обусловлено тем, что мешающий фактор (дрейф нулевого уровня) и носитель сигнала разнесены по спектру. Можно считать, что в усилителе с МДМ выбрана более удачная (более помехоустойчивая) форма носителя.

Нулевой уровень обладает не только дрейфовыми свойствами. В случае, если сигнал содержит постоянную составляющую и ее нельзя терять, возникает ряд проблем, связанных с согласованием каскадов с открытыми входами и выходами. Модуляция и здесь позволяет избежать трудностей. Выбирая несущую частоту заведомо большую, чем полоса сигнала, можно полностью избавиться от постоянной составляющей в составе напряжения (тока) и применять каскады с закрытыми входами и выходами.

Функция времени, связывающая в (4.10) величины x и u, может рассматриваться как масштаб x, переменный во времени. Он применим точно на интервалах постоянства x и приближенно (тем точнее, чем выше частота несущей) при изменениях x.

Использование высокочастотного масштаба, т. е. балансной амплитудной модуляции (4.10), позволяет упростить реализацию некоторых вычислительных операций, например, сложения и вычитания (рис. 4.5), перемножения (рис. 4.6), вычисления модуля переменной (рис. 4.7) и др. Следует иметь в виду, что сумматор (рис. 4.5) сохраняет высокочастотный масштаб, а две другие схемы выдают результат в обычном, постоянном масштабе напряжения.

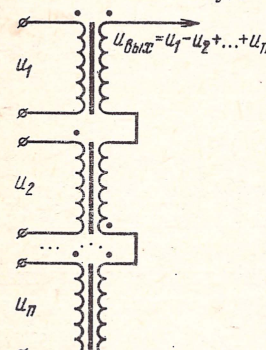
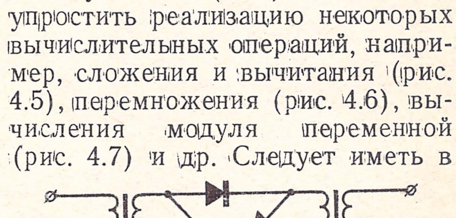


Рис. 4.5. Суммирование в высокочастотном масштабе



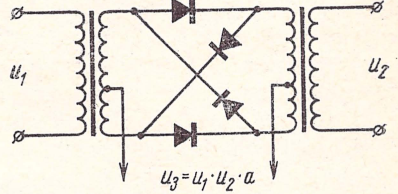


Рис. 4.6. Перемножение в высокочастотном масштабе

При выборе формы носителя сигнала в элементах модема немаловажное значение имеет то, в каком масштабе задан этот сигнал на входе модема. Это зависит, в свою очередь, от способа модуляции, уплотнения, искажений в канале и используемого приемного устройства. Кроме того, имеют значение принципы, положенные в

основу работы приемной части модема, и априорные сведения о сигнале и канале.

При всех преобразованиях, осуществляемых в магистральном передатчике и приемнике, как составных частях канала, предполагается их линейность и практическая безынерционность, позволяющие считать, что форма комплексной огибающей электрических колебаний сохраняется неизменной. Разумеется, на практике обе эти предпосылки

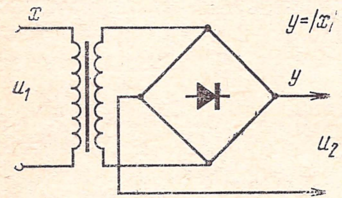


Рис. 4.7. Вычисление модуля в высокочастотном масштабе

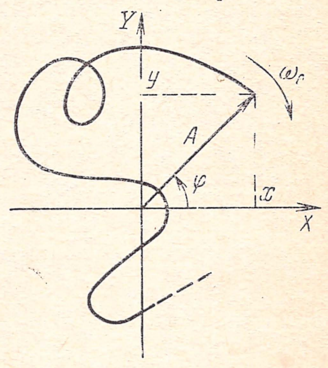


Рис. 4.8. Соотношение измерений комплексной огибающей

частично не соблюдаются, а линия связи, обладающая рассеянием по частоте и во времени, довершает эти искажения. Тем не менее именно комплексная огибающая является тем **сигналом**, который несет информацию и который подлежит обработке по выбранному алгоритму.

Комплексная огибающая является, вообще говоря, двумерной функцией времени и может быть физически представлена по меньшей мере тремя способами:

— высокочастотное колебание с переменной огибающей и фазой, которые соответствуют модулю и аргументу сигнала

$$z(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)]; \qquad (4.11)$$

— два отдельно существующих колебания, одно из которых несет закон изменения огибающей, а другое — закон изменения фазы: $A(t)$, $\varphi(t)$;

— два отдельно существующих колебания, представляющие собой проекции комплексной огибающей на координатные оси (квадратурные компоненты):

$$\left.\begin{aligned} X(t) &= A(t)\cos\varphi(t) \\ Y(t) &= A(t)\sin\varphi(t) \end{aligned}\right\}. \qquad (4.12)$$

Связь между $z(t)$, $A(t)$, $\varphi(t)$, $X(t)$, $Y(t)$ иллюстрируется векторным представлением сигнала (рис. 4.8), причем колебание $z(t)$ можно получить как проекцию комплексной огибающей на ось X при вращении системы координат XOY по часовой стрелке с угловой скоростью ω_0.

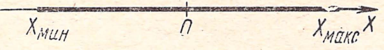


Рис. 4.9. Одномерная комплексная огибающая на передаче

Весьма часто, как это показано в § 1.1, на передаче комплексная огибающая формируется как одномерная функция времени (АМ, БАМ, ФТ, ОФТ), когда ее разрешенные значения укладываются вдоль одной из осей (например, X, рис. 4.9). В канале может произойти общий поворот фазы комплексной огибающей, так что ее разрешенные значения окажутся на новой прямой, смещенной на угол φ_0 (рис. 4.10). При этом у сигнала появляются обе компоненты X и Y, однако они линейно связаны — простой линейной комбинацией; зная φ_0, всегда можно перейти к одной компоненте X':

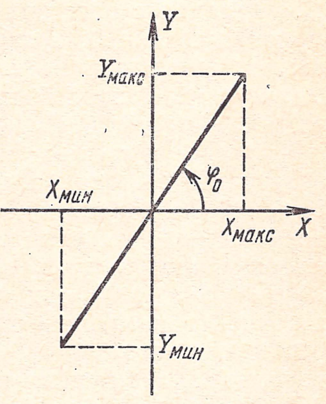


Рис. 4.10. Одномерная комплексная огибающая на приеме

$$Y = X \operatorname{tg} \varphi_0,$$

$$\left.\begin{aligned} X' &= x \cos \varphi_0 + Y \sin \varphi_0 = A \neq 0 \\ Y' &= x \sin \varphi_0 - Y \cos \varphi_0 \equiv 0 \end{aligned}\right\}. \qquad (4.13)$$

Формулы (4.13) свидетельствуют о переходе к новой системе координат, отличающейся от XOY поворотом фазы на $+\varphi_0$; вместо вычислений по (4.13) можно повернуть фазу опорного колебания в схеме, вычисляющей квадратурные компоненты (рис. 1.2), на $+\varphi_0$.

Именно так поступают разработчики при создании модемов, работающих с перечисленными видами модуляции. Формирование опорного колебания, когерентного (в смысле ф-л 4.13) принимаемому, вырастает в главную инженерную проблему во всей приемной части. После

ее решения путем синхронного детектирования находится одномерная функция $A(t)=X'(t)$, которая подвергается затем оптимальной обработке.

По существу, в синхронном детекторе производится преобразование масштаба переменной $A(t)$ от высокочастотного к простому линейному. При этом во вспомогательном детекторе проверяется равенство нулю квадратурной компоненты $Y'(t)$ из (4.13); несоблюдение этого равенства может использоваться как признак фазовой расстройки.

В каналах с рассеянием во времени даже при одномерной огибающей на передаче принятый сигнал оказывается двумерным (по типу рис. 4.8). Это объясняется комплексной природой коэффициента передачи канала (гл. 1). Поэтому в общем случае принятый сигнал не удается свести к схеме рис. 4.10; общая энергия принятого колебания оказывается рассредоточенной по двум компонентам. Аналогичная ситуация складывается при несимметрии частотной характеристики линейных элементов радиотракта (расстройке контуров относительно несущей, неидеальности фильтров ОБП, нч). Приходится говорить о разрушении формы самого сигнала — комплексной огибающей — и о принципиально новой постановке задачи приема такого сигнала (гл. 2).

Поскольку сигнал не сводится к одномерной схеме рис. 4.10, то и требовать когерентности (в смысле ф-л 4.13) опорного колебания в квадратурном расщепителе бессмысленно. Сдвиг на φ_0 маскируется на фоне других, разрушающих сигнал, факторов. Таким образом, от устройств синхронизации по высокой частоте теперь требуется лишь подстройка с точностью до фазы. Несколько модемов, одновременно работающих на приеме с одним и тем же сигналом $z(t)$, могут иметь разные φ_0 и обрабатывать различные компоненты. $A(t)$ и ω_0 будут у них одинаковы, и лишь начальные фазы φ_0 будут разными.

При выборе формы сигнала для его обработки следует обратить внимание на то, что колебание $z(t)$ с компонентами сигнала $X(t)$ и $Y(t)$ связано линейно, а с огибающей $A(t)$ и фазой $\varphi(t)$ — нелинейно. Поэтому, если в основу обработки сигнала положено представление о линейности сквозного тракта, то адекватными являются лишь высокочастотное представление сигнала и представление его по квадратурным компонентам.

Постановка задачи синхронизации

«Классические» дискретные системы связи содержат, кроме устройств автоматической подстройки частоты местного гетеродина (АПЧ или синхронизация по высокой частоте), устройства тактовой синхронизации, отмечающие либо границы посылок (пределы интегрирования), либо экстремальные точки сигнала (определяющие моменты его стробирования). При этом задача тактовой синхронизации рассматривается как подсобная, обеспечивающая нормальную работу вычислительных элементов модема. Больше того, предполагается, что при наличии высокой стабильности временно́й сетки на передаче и на приеме и хорошего начального сопряжения частот и фаз синхронизация долгое время может быть автономной.

Такой подход к проблеме тактовой синхронизации правомерен в отсутствие одновременного рассеяния канала во времени и по частоте. Действительно, в этих условиях форма импульсной характеристики канала фиксирована (при рассеянии только во времени она отличается от формы воздействия, но неизменна, а при рассеянии только по частоте совпадает с воздействием и меняет лишь уровень и фазу вч заполнения). В реальных условиях совместного частотно-временно́го рассеяния сигнала форма импульсной характеристики изменяется во времени, отражая динамику замираний отдельных эхо-сигналов.

Сравним отклик канала на короткую и длинную посылки сигнала, соответствующие последовательной и параллельной системам передачи.

На рис. 4.11 одна под другой изображены несколько реализаций отклика на короткую (слева) и длинную (справа) посылки:

а) однолучевой канал (момент, когда первый луч подавляет все остальные);

б) один из моментов, когда в канале действуют три эхо-сигнала. Для общности показано, что лучи могут перекрываться даже при коротких посылках: время запаздывания второго луча $\Delta t_2 < T$. Оба отклика растягиваются во времени на величину запаздывания последнего (третьего) эхо-сигнала Δt_3;

в) случай, когда последний луч преобладает над первыми, а Δt_3 максимально, так что правая граница сиг-

нала смещена до некоторого предельного значения (точка Б), хотя форма сигнала осталась неискаженной, как в п. а). В канале не произошло изменения времени распространения отдельных эхо-сигналов. Однако глубокие

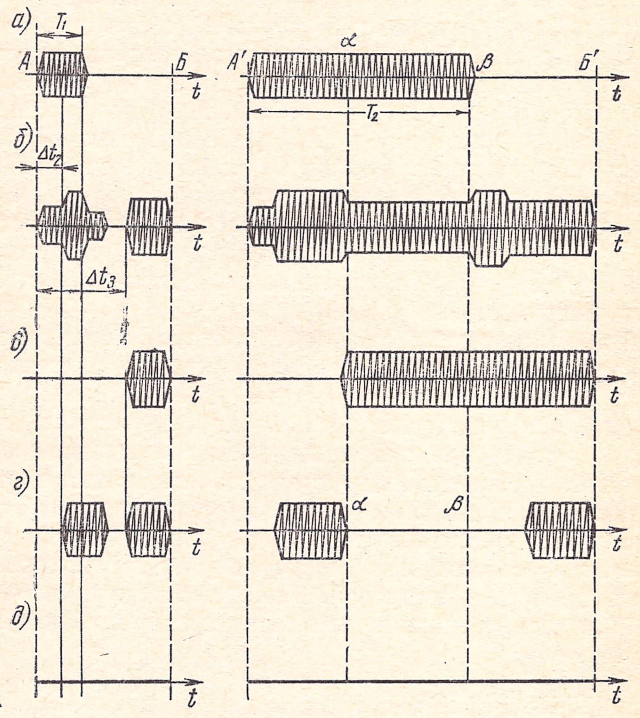


Рис. 4.11. Проявление многолучевости при коротких и длинных посылках

замирания первых лучей проявляются как общее смещение сигнала в сторону запаздывания.

Как видим, многолучевость по-разному влияет на искажения формы отклика канала на короткую и длинную посылку. Часть длинной посылки, укладывающаяся на интервале αβ, при всех рассмотренных ситуациях сохраняет свою исходную форму; ее комплексная огибающая на этом интервале постоянна. На практике в модемах параллельного действия производится анализ принятого сигнала именно на этом укороченном (по сравнению с T_2) интервале.

Следовательно, задача тактовой синхронизации состоит здесь в нахождении моментов времени α—β, соответствующих границам неискаженной части посылки сигнала.

Однако нельзя считать, что такая постановка задачи синхронизации обеспечивает оптимальность во всех отношениях. На рис. 4.11 *г* показан случай наличия в канале двух лучей с одинаковой амплитудой и противоположной фазой. Именно на интервале α—β комплексные огибающие обоих лучей в результате интерференции взаимно уничтожаются, хотя за его пределами, в области фронтов посылки, имеют место переходные процессы с большой энергией.

Строго говоря, оптимальный прием длинных посылок должен производиться не на укороченном интервале (α—β), а, наоборот, на удлиненном по сравнению с T_2(А′Б′). На этом удлиненном интервале тождественный интерференционный нуль невозможен; нулевая энергия отклика будет лишь при полном замирании сигнала во всех лучах распространения (рис. 4.11*д*), что маловероятно. Расширение интервала анализа до А′Б′ требует усложнения модема, так как между посылками должен быть пассивный защитный интервал длительностью $\Delta t_з$, а форма комплексной огибающей отклика, отличная от прямоугольной, должна изучаться на приеме.

Отклик канала на короткую посылку совершенно не содержит участка с заведомо постоянной огибающей (типа α—β). Целая область АБ, гораздо большая длительности посылки T_1, соответствует зоне временно́го рассеяния сигнала, которая при приеме длинных посылок отбрасывается как область неустойчивости вблизи фронтов посылок, а при приеме коротких посылок является единственным объектом обработки.

Поскольку на интервале АБ нет участка с заведомо определенной формой сигнала, прием коротких посылок в условиях значительного временно́го рассеяния без изучения канала невозможен даже при наличии пассивного промежутка между посылками. Приемник должен быть адаптивным, а система синхронизации должна отмечать весь интервал АБ рассеяния короткой посылки.

С учетом дополнительного затягивания переходного процесса в фильтрах интервал АБ (и А′Б′) расширяется, а область αβ сужается.

Если существует способ приема, позволяющий вопреки возможной межсимвольной интерференции обеспечить мгновенную вероятность ошибки, зависящую от полной энергии принятой посылки так же, как при когерентном приеме, то при разделении лучей (короткие посылки) закон распределения этой энергии лучше, чем при внутрисимвольной интерференции (длинные посылки). Этим объясняется более высокая потенциальная помехоустойчивость последовательных систем передачи по сравнению с параллельными (гл. 3). Разумеется, этот выигрыш может быть реализован лишь при адаптивном приеме.

Все сказанное имеет целью утвердить мысль о том, что задачу синхронизации в последовательной системе невозможно ставить и решать в отрыве от общей проблемы изучения канала и адаптации приемной части модема на основе этого изучения.

Схематически процесс приема с адаптацией в последовательной системе можно представить так. На вход радиолинии одна за другой подаются посылки, из которых часть — испытательные (ИП, рис. 4.12*а*), а часть — рабочие (РП). Разнос между ними во времени калиброван, например, кратен T, как на рис. 4.12, так что некоторая k-я посылка смещена относительно испытательной на kT (остальные РП не показаны). На приеме РП и ИП одинаково деформируются, однако разнос между ними во времени остается прежним. ИП отделяется от РП, затем сдвигается на kT к каждой k-й посылке, совмещается с ней и коррелируется. При двоичной манипуляции информация о знаке k-й посылки извлекается из знака взаимной корреляции.

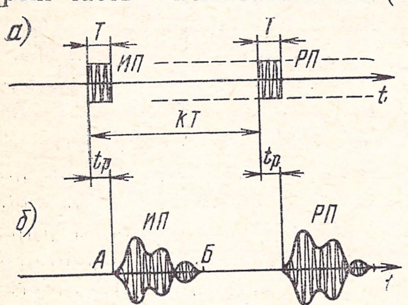


Рис. 4.12. Испытательная и рабочая посылки на передаче и на приеме

Таким образом, если смещение на kT произведено достаточно точно, то независимо от ошибки Δt в определении начала границ АБ совмещение ИП и РП произойдет столь же точно. Следовательно, в задачу синхронизации входит не фазирование тактовых моментов, а лишь правильное определение отрезков времени. Это несрав-

ненно более простая задача, не связанная с анализом структуры сигнала и, значит, с характером и уровнем помех. По существу, на этапе адаптации одновременно с прочими параметрами сигнала изучается и его временно́е положение; при совмещении ИП и РП как «мерка», так и объект измерения искажены одинаково по всем параметрам. На долю собственно синхронизации выпадает здесь совершенно новая задача: отделение испытательных посылок от рабочих. Если на передаче ИП отделены защитными интервалами (§ 5.1), то на приеме эти интервалы заполняются переходными процессами; увеличение защитных интервалов облегчает задачу синхронизации, так как позволяет увеличить ширину временного «окна» изучения АБ, внутри которого с некоторой свободой, без ущерба для качества изучения и приема, может располагаться полная реакция канала на испытательный импульс.

Если F — полоса частот, занимаемая одной компонентой комплексной огибающей (например, половина тонального спектра), то воспроизведение отрезка kT должно осуществляться с точностью до десятых долей периода частоты F. Если $k=20$, $T=0{,}625$ мс ($V=1600$ Бод), то $kT=12{,}5$ мс;

$$\Delta(kT) \leqslant \frac{0{,}1}{F} \approx \frac{0{,}1}{1600}\ ; \quad \frac{\Delta\,(kT)}{kT} = \frac{\Delta\,T}{V} \approx \frac{\Delta\,V}{V} = \frac{1}{200} = 5 \cdot 10^{-3}.$$

Таким образом, допустимая нестабильность частоты задающего генератора для правильного совмещения ИП и РП порядка 10^{-2}, что на несколько порядков больше реально достижимой.

При независимых замираниях компонент эхо-сигналов картина рис. 4.12 будет деформироваться. Однако в течение долгого времени колеблющиеся отсчеты комплексной огибающей полной реакции канала на испытательный импульс будут сосредоточены на интервале АБ. Стабильность границ реакции обусловлена стабильностью времени распространения в канале, и она гораздо выше, чем стабильность формы этой реакции. Это обстоятельство позволяет принять следующий порядок работы приемных блоков:

1. Сначала система первичной синхронизации определяет границы АБ (рис. 4.12). Постоянство времени распространения в отдельных лучах позволяет поддерживать в приемнике тактовый ритм, жестко привязанный

к этим границам и стабилизированный эталонным генератором. Иначе говоря, в приемнике возможно применение синхронизации с предельно высокой инерционностью и формирование высокостабильной сетки времени.

2. Замирающие отсчеты компонент принятого на интервале АБ сигнала записываются в ячейках памяти блока измерения БИ. Так как скачки временно́го ритма невозможны, в БИ можно применить накопление опорного сигнала, пользуясь периодичностью испытательного импульса и добиваясь тем самым хорошего отношения сигнал/шум в опорном тракте.

3. Измеренные отсчеты, очищенные от помех, служат материалом для уточнения начала отсчета времени, т. е. для выбора лучшей (в смысле обеспечения максимальной помехозащищенности) части принятого сигнала. Это второй этап синхронизации, точный, оперативный выбор оптимального сдвига времени относительно исходной высокостабильной сетки времени, и на этом этапе допускаются резкие скачки временно́го ритма. Как уже отмечалось, выбор лучшей части сигнала может происходить и автоматически, если прием производится на протяжении всего интервала временно́го рассеяния сигнала $(B+1)T$.

Тогда второй этап синхронизации отпадает за ненадобностью.

Способы зондирования канала

Выбор способа зондирования канала определяется, прежде всего, совокупностью сведений о параметрах принятого сигнала, необходимых для осуществления демодуляции. Речь идет, естественно, о неинформационных параметрах. Они меняются с течением времени, поскольку меняются мгновенные свойства линии связи, а также, хотя и гораздо медленнее, параметры передатчика. Поэтому сведения о принимаемом сигнале, хранящиеся в ячейках памяти блока измерения, должны обновляться, а само обновление производится непрерывно вместе с изменением формы приходящих сигналов одной и той же позиции.

В любом приемном устройстве дискретной системы связи в той или иной форме просматриваются два основных блока (рис. 4.13): вычислительный блок (ВБ), в котором по принятому сигналу $z(t)$ определяется ко-

довый символ a_n (или их комбинация), и блок измерения и формирования (БИФ), в котором измеряются отсчеты или параметры зондирующего сигнала, усредняются на интервале их относительного постоянства и формируются опорные сигналы и управляющие команды. В некоторых системах приема (с «обратной связью по решению») результаты вычислений в ВБ в виде дискретных управляющих сигналов поступают в БИФ (см. гл. 2).

Рис. 4.13. Общая идея приема с адаптацией

Даже если для целей зондирования не используются специальные сигналы, информация о меняющихся параметрах извлекается в БИФ из самих рабочих посылок сигнала в предположении достаточно высокой достоверности приема.

Изучение свойств радиоканала путем его непрерывного или периодического зондирования рассматривается в последнее время как мощное средство повышения эффективности систем связи. В самом деле, изменения в канале вносят на приеме дополнительную неопределенность, для снятия которой по линии необходимо передавать дополнительную информацию. Удобнее всего это сделать с помощью некоторого пилот-сигнала, информационный параметр которого на приеме известен априори и который, следовательно, не несет информации в обычном смысле. Зато этот пилот-сигнал позволяет решить обратную задачу: по его принятой форме и известному информационному параметру оценить все остальные. Чем медленнее изменяется канал, тем меньшую часть общей пропускной способности следует выделять для передачи этой вспомогательной информации.

В однолучевом канале с гладкими замираниями объектом измерения является время распространения сигнала, необходимое для работы системы тактовой синхронизации. При когерентном приеме в таком канале требуется измерить также фазу комплексной огибающей (или пару ее квадратурных компонент). В системах частотного уплотнения для этих целей часто выделяется специальный канал синхронизации.

В многолучевых каналах, учитывая селективность замираний амплитуды и фазы, приходится либо пилотировать каждую поднесущую, определяя ее относитель-

ную амплитуду и фазу, либо изучать структуру импульсной реакции.

Для передачи и обработки зондирующего сигнала приходится расходовать часть общей пропускной способности системы связи и усложнять аппаратуру, именно поэтому проектировщики новых модемов порой без энтузиазма идут на такие потери. Однако выигрыш по помехоустойчивости, даваемый за счет адаптации приемного устройства, позволяет говорить здесь о некотором обмене пропускной способности на достоверность с эффективностью, заведомо большей, чем при простом разнесении.

Простейшим непрерывным пилот-сигналом является остаток несущей в системах балансной и однополосной амплитудной модуляции. Детектирование сигнала производится вычислением проекции комплексной огибающей сигнала на выделенный пилот-сигнал. Информация содержится в синфазной составляющей сигнала.

Общие замирания амплитуды и флуктуации фазы сигнала в системах БАМ и ОБП одинаково влияют на информационную и пилотную части сигнала; их взаимный фазовый сдвиг и относительный уровень, заложенные модулятором на передаче, сохраняются на приеме.

Более сложный случай непрерывного зондирования — в условиях селективности замираний — использован в многочастотной системе *DEFT*, где вместо одной использовано множество пилотных поднесущих по одной на каждые 50 Гц используемой полосы тонального спектра. Информация закладывается в разность начальных фаз между рабочими поднесущими и пилотной частотой, поэтому даже относительно быстрые замирания (при длительности посылки 100 мс) не сказываются на работе приемника.

Рассмотренные примеры непрерывного зондирования демонстрируют сферу применения простейшего гармонического опорного сигнала, которая ограничивается случаем гладких замираний. Информация о начальной фазе принимаемого сигнала, извлекаемая из пилот-сигнала, считается принадлежащей всему диапазону частот, обслуживаемому им. Полоса частот, отводимая тракту изучения канала, может быть сделана предельно узкой (во избежание ошибки измерения за счет помех), ограничиваемой снизу лишь скоростью изменения фазового сдвига в канале.

При наличии эхо-сигналов отклик на зондирующий сигнал должен выявить лучевую структуру. Это означает, что в составе отклика в «чистом виде» должны содержаться либо параметры отдельных лучей (амплитуды, фазы и время распространения), либо отсчеты комплексной огибающей реакции канала на рабочую посылку сигнала. В первом случае зондирующий сигнал должен иметь специальную автокорреляционную функцию в виде одного узкого пика шириной $\tau_0 \leqslant \Delta t_{\text{мин}}$ или периодической последовательности таких пиков с периодом $T_0 > \Delta t_{\text{макс}}$, где $\Delta t_{\text{мин}}$ и $\Delta t_{\text{макс}}$ — соответственно минимальное и максимальное время взаимного запаздывания эхо-сигналов.

Во втором случае зондирующий сигнал должен совпадать по форме с рабочими посылками. Этот случай наиболее заманчив как с реализационной точки зрения (отсчеты комплексной огибающей непосредственно используются для вычислений), так и с организационной (опорный тракт выступает как один из каналов временнóго разделения); именно его подробно рассмотрим в различных вариантах исполнения.

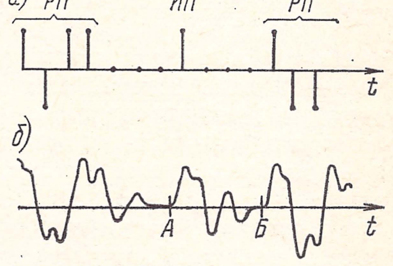


Рис. 4.14. Измерение параметров при пассивных защитных интервалах

А. Зондирование испытательным импульсом, защищенным пассивными защитными интервалами (рис. 4.14*а*). На рис. показана для общности решетчатая функция, из которой линейным преобразованием могут быть получены прямоугольные посылки (с минимальным пик-фактором), либо посылки типа $\frac{\sin\Omega t}{\Omega t}$ (с минимальной полосой частот), либо колокольного вида посылки (с минимальной площадью занимаемого частотно-временнóго поля).

На линейных элементах формирования сигнала, фильтрах, многолучевой радиолинии сигнал рассеивается во времени, и вместо исходной решетчатой функции получается (в одной из компонент комплексной огибающей) некоторый непрерывный сигнал (рис. 4.14*б*). Ха-

рактерной особенностью рассматриваемого варианта является то, что на некотором интервале времени АБ импульсный отклик канала существует в чистом (с точностью до помехи) виде. Этот отклик учитывает не только искажения в радиолинии, но и несовершенство элементов формирования сигнала и фильтрации на передаче и приеме.

Недостатком этого варианта является наличие трех уровней группового сигнала (+1, 0, —1), в то время как информационный сигнал двухуровневый. При этом возникают чисто организационные неудобства: кроме фазовой манипуляции (двухуровневым сигналом), требуется амплитудная манипуляция (запирание на В посылок до и после ИП).

Б. Зондирование испытательным импульсом, защищенным активными интервалами, составленными из защитных посылок (ЗП), передаваемых вместо нулевых и имеющих позицию, противоположную ИП (рис. 4.15*а*). Теперь на интервале АБ импульсный отклик на ИП замаскирован совокупностью откликов на ЗП, расположенных слева и справа по оси времени. Можно считать, что на интервале АБ имеет место наложение ИП с двойным уровнем (+2) на длинную последовательность, составленную из одних защитных посылок. Такое представление позволяет считать, что в тракте измерения произошло учетверение мощности зондирующего сигнала и соответственно учетверение отношения сигнал/шум. Это дополнительное достоинство варианта Б.

В. Зондирование испытательным импульсом, не защищенным от рабочих посылок (рис. 4.16). На рисунке видно, что сигнал состоит из рабочих посылок и наложенной на них периодической последовательности испытательных посылок. Период ИП выбирается таким, чтобы отклик на последовательность ИП представлял собой последовательность неперекрывающихся переход-

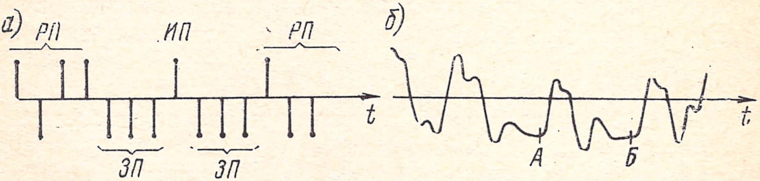
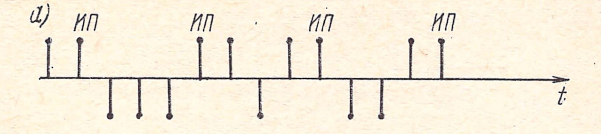


Рис. 4.15. Измерение параметров при активных защитных интервалах

ных процессов, содержащих искомые параметры. На рис. 4.17*а* и *б* показаны отдельно последовательность ИП



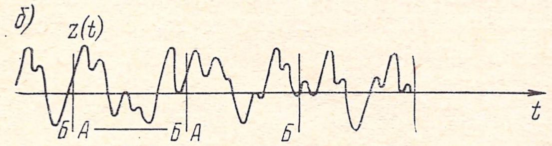
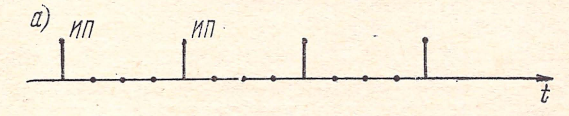


Рис. 4.16. Измерение параметров в отсутствие защитных интервалов



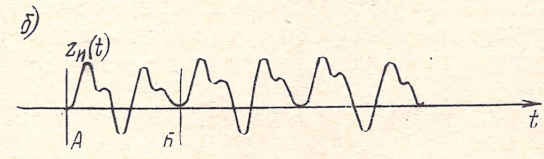


Рис. 4.17. Референтная часть группового сигнала

и парциальный отклик на нее $z_и(t)$. Обозначая отрезок $z_и(t)$, укладывающийся на интервале АБ, через $S(t)$, т. е.

$$z_и(t) = \sum_{k=1}^{\infty} s[t - k(B+1)T]^{1)} \text{ (на рисунке } B+1=4), \quad (4.14)$$

а информационный знак ± 1, принадлежащий n-й посылке сигнала, — через a_n, получаем

$$z(t) = z_и(t) + z_с(t) = \sum_{k=1}^{\infty} s[t - k(B+1)T] + \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k(B+1)}}^{\infty} a_n S(t - nT). \quad (4.15)$$

[1]) Здесь и далее помеха не учитывается.

Совмещая во времени отрезки АБ суммарного сигнала $z(t)$ (рис. 4.16б), можно с полученными отрезками $z_{АБ}$ (t) поступить двояко:

1. Осуществить простое усреднение $z_{АБ}$ (t) по a_n:

$$\overline{z_{АБ}(t)} = S(t) + \sum_{n=1}^{B} \overline{a_n} S(t - nT). \qquad (4.16)$$

Если усреднение производится достаточно долго и если источник выдает символы a_n с равной вероятностью, то $\overline{a_n} \to 0$ и

$$\overline{z_{АБ}(t)} \to S(t). \qquad (4.17)$$

Таким образом, при оговоренных условиях простым совмещением отрезков сигнала длиной $(B+1)T$ и их усреднением удается найти чистую реакцию канала на испытательный импульс вопреки перекрытию посылок.

Следует заметить, что условие «достаточно долгого» усреднения противоречит требованию слежения за изменяющимися свойствами канала. Поэтому усреднение должно быть текущим типа «сглаживания», когда результат усреднения на очередном i-м этапе связан с предыдущим результатом усреднения соотношением

$$[\overline{z_{АБ}(t)}]_i = [\overline{z_{АБ}(t)}]_{i-1}\, q + [z_{АБ}(t)]_i (1 - q), \qquad (4.18)$$

причем q близко к единице.

Чем меньше $(1-q)$, тем более эффективно усреднение, но тем инерционнее переходный процесс в блоке измерения $S(t)$.

Рассмотренный способ оценки $S(t)$ предполагает отсутствие обратной связи по решению. Получается недоиспользование группового сигнала в тракте изучения. Последовательность $z_и(t)$ выступает при этом как классифицированная выборка сигнала, а $z_с(t)$ — как неклассифицированная.

2. Осуществить усреднение с учетом того, что знаки a_n известны с вероятностью, близкой к 1. Для осуществления этой предпосылки необходимо задержать на $(B+1)T$ принимаемый сигнал. Тогда к моменту его воспроизведения на выходе блока памяти будут известны найденные в вычислительном блоке знаковые коэф-

фициенты a_n и вместо выражения (4.15) можно записать

$$z(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n S(t - nT), \tag{4.19}$$

где $a_n = 1$ при $n = k(B+1)$ (испытательные посылки); $a_n = \pm 1$ при $n \neq k(B+1)$ (рабочие посылки), причем все a_n известны.

Теперь, смещая $z(t)$ не на $(B+1)T$, а на T и осуществляя усреднение полученных совмещенных $z_T(t)$ с весом a_n, найдем

$$[z_T(t)]_i = z(t + iT)\, h_B(t). \tag{4.20}$$

Вид $h_B(t)$ показан на рис. 4.18:

$$\overline{z_T(t)} = \overline{a_i [z_T(t)]_i} = \overline{a_i h_B(t) \sum_{n=1}^{\infty} a_n S[t - (n-i)T]} \to S(t). \tag{4.21}$$

В ходе вычисления (4.21) следует перебрать все i от $i=1$ до ∞. При этом все члены суммы с $n=i$ войдут в результат усреднения в чистом виде (без сдвига) с ко-

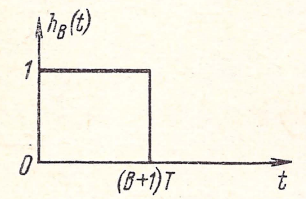


Рис. 4.18. Временно́й множитель

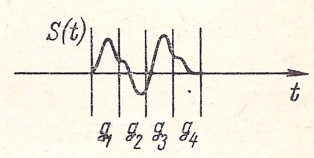


Рис. 4.19. Элементы полной реакции

эффициентом $a^2_i = 1$, ограниченные во времени по $h_B(t)$. Остальные члены суммы сложатся хаотически, создавая шумовой «фон» усреднения. Относительный уровень этого фона будет в B раз меньше, чем в первом случае, так как число усредняемых выборок увеличилось в B раз. Кроме того, здесь с большей гарантией обеспечивается подавление этого фона, так как распределение произведения типа $a_i a_n$ даже при значительной несимметрии распределения a_n стремится к симметрии. Наконец, в рассматриваемом случае легче совместить противоречивые требования большого объема выборки и слежения за каналом.

Рассмотренные два случая не охватывают всех частных ситуаций, которые могут встретиться на коротком отрезке времени, соответствующем времени усреднения. С некоторой вероятностью на интервале усреднения может встретиться весьма различное количество посылок и (4.21) могут оказаться значительно отличными от $S(t)$. Допуская ошибку в вычислении отчетов $S(t)$ в $\delta=5\%$, можно прийти к выводу, что на интервале усреднения (охватывающем, например, 200 посылок) допустимо преобладание числа произведений $a_i a_n$ одного знака над другим при усреднении по (4.21) на $\alpha=2\delta/B$ относительных единиц, т. е. при $B=3$ на $\alpha=3,3\%$. Это соответствует различию в количестве положительных и отрицательных a_n на γ относительных единиц, причем $\alpha=\gamma^2/2$; $\gamma=\sqrt{2\alpha}\approx\sqrt{6,6\cdot10^{-2}}\approx0,26=26\%$.

Такое различие соответствует к примеру на интервале усреднения 113 и 87 положительным и отрицательным посылкам. В случае независимости всех посылок и равновероятности знаков такое и большее различие в количествах посылок разного знака наступает с вероятностью

$$p\approx1-\Phi\left(\frac{13}{5\sqrt{2}}\right)\approx1-\Phi(1,86)\approx1-0,937\approx$$

$$\approx0,063=6,3\%\quad[\sigma^2=npq=50].$$

Столь большая вероятность недопустимо больших ошибок в определении отсчетов $S(t)$ получилась даже в предположении статистической симметрии источника, когда математическое ожидание числа посылок каждого знака равно 100.

В то же время совершенно ясно, что при наличии обратной связи по решению должен существовать способ нахождения чистой реакции $S(t)$ независимо от плотности манипуляции.

Такой способ возможен, если полную реакцию $S(t)$ разбить на элементы длительностью T и ставить задачу раздельного нахождения каждого такого элемента (рис. 4.19).

Пусть

$$S(t)=\sum_{k=1}^{B+1}g_k(t-kT). \tag{4.22}$$

Тогда на i-м интервале длительностью T

$$z_i(t) = \sum_{k=1}^{B+1} a_{i-k+1}\, g_k(t). \qquad (4.23)$$

Теперь задача состоит в том, чтобы по принятому $z_i(t)$ и известным a_{i-k+1} найти $g_k(t)$. Это задача решения системы алгебраических уравнений. Особенностью системы (4.23) является ее огромная избыточность. В принципе $(B+1)$ уравнений типа (4.23) достаточно, чтобы найти $(B+1)$ элементов $g_k(t)$. Единственным условием является линейная независимость уравнений, и оно соблюдается, если в выбранных $(B+1)$ уравнениях a_{i-k+1} неодинаковые. Однако в распоряжении блока измерения непрерывный поток уравнений типа (4.23). Их решение должно быть построено так, чтобы каждое новое уравнение добавлялось к уже имеющейся системе и не противоречило ей. Поскольку нельзя гарантировать абсолютную достоверность знаковых коэффициентов (за исключением испытательных посылок), то некоторые уравнения, содержащие ошибочные a_{i-k+1}, окажутся несовместными с системой, однако внесут свой «вклад» в решение. Следует сделать так, чтобы этот «вклад» не мог нанести непоправимого ущерба для уже накопленного решения. Этого можно добиться усреднением решения. Усреднение позволит также дополнительно подавить флуктуационный шум.

Используя в качестве усреднителя гребенчатый фильтр (ГФ), можно предложить следующую структурную схему блока измерения для текущего решения системы (4.23) (рис. 4.20).

Для пояснения схемы перепишем (4.23) в виде

$$g_k(t) = \frac{1}{a_{i-k+1}} \left[z_i(t) - \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^{B+1} a_{i-l+1}\, g_l(t) \right]. \qquad (4.24)$$

Считая, что на входах всех ГФ действуют $g_k(t)$, а на выходах — $g_l(t)$, видим, что схема рис. 4.20 действительно реализует операции (4.24).

Управление инверторами производится от регистра сдвига, на который с вычислительного блока поступают a_i, на выходах получаются те же знаковые коэффициенты с запаздыванием во времени — a_{i-k+1}.

Сигналы на сумматоры заведены таким образом, что на k-й сумматор поступают все $a_{i-l+1}g_l(t)$, за исключением $l=k$ (на первый сумматор не подается сигнал с первого ГФ, на второй — со второго и т. д.).

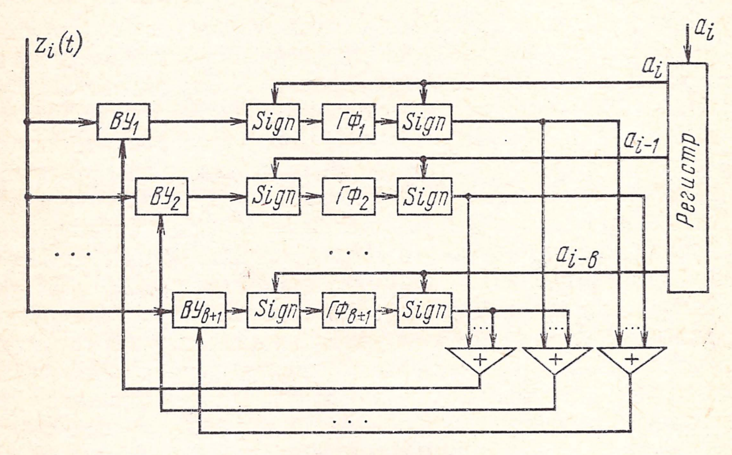


Рис. 4.20. Структурная схема блока измерения с классифицированной выборкой:

ВУ — вычитающее устройство; Sign — управляемый инвертор, умножающий входной сигнал на знак; ГФ — гребенчатый фильтр

При нормальной работе решающего блока приемника, выдающего последовательность a_i, на выходах $ГФ_i$ схемы рис. 4.20 возникают и накапливаются элементы искомой реакции $S(t)$. Независимо от закона манипуляции рабочего сигнала на входы ГФ непрерывно, с периодом T, поступают элементы реакции $g_k(t)$.

Обсуждаемая схема содержит цепи обратной связи и инерционные элементы (ГФ), поэтому нуждается в исследовании на устойчивость. Однако своеобразием этой схемы является наличие элементов с переменным коэффициентом передачи (sign), зависящим от закона манипуляции, и большое количество колец обратной связи. Будем называть кольцом p-го порядка такое, которое охватывает p различных ГФ.

Кольца первого порядка в схеме отсутствуют. Кольцо второго порядка можно проследить, начав, например, от $ГФ_1$, затем, пройдя через второй сумматор, второе ВУ, $ГФ_2$, первый сумматор и через $ВУ_1$, снова к ГФ. Все элементы, входящие в это кольцо, за исключением

ГФ, имеют модуль коэффициента передачи, равный единице, а на частотах максимумов коэффициента передачи ГФ также равен единице. Фазовые соотношения в кольце при фиксированных знаках a_{i-k+1} соответствуют положительной обратной связи. При точном соблюдении единичных коэффициентов передачи система оказывается консервативной по отношению к собственным колебаниям. Такая идеальность практически невыполнима, поэтому одинаково возможно как медленное затухание собственных колебаний, так и их нарастание с показателем, определяемым перебалансом амплитуд и инерционностью ГФ.

Однако фиксированные знаки a_{i-k+1} в условиях непрерывного обновления двоичных знаков возможны лишь при тождественности всех a_i. Это соответствует отсутствию всякой манипуляции, линейной зависимости ур-ний (4.23) и полной неопределенности их решения.

В реальной ситуации существует манипуляция хотя бы испытательными импульсами, а в рабочем пакете — случайная. Собственные колебания, зародившиеся в $ГФ_1$, поступают на вход $ГФ_2$ с учетом знака $(-a_i a_{i-1})$, а колебания с выхода $ГФ_2$ достигают $ГФ_1$ с учетом такого же знака $(-a_{i-1} a_i)$. Знак минус определяется тем, что кольцо обратной связи проходит через канал вычитаемого ВУ. Через время T место a_{i-1} займет символ a_i, а роль a_i будет выполнять новый знак a_{i+1}. Новое произведение $(-a_i a_{i+1})$ тоже может иметь два значения, независимых от предыдущего. Таким образом, сигнал собственных колебаний с выхода $ГФ_1$ поступает на вход $ГФ_2$ с переменным знаком и в соответствии с функциями $ГФ_2$ усредняется.

На некотором непродолжительном интервале времени среднее значение петлевого коэффициента передачи окажется заведомо меньше единицы.

При равномерной плотности манипуляции среднее значение знакового произведения $a_i a_{i-1}$ равно нулю. При любом законе манипуляции, если есть хотя бы один знак a_i, отличающийся от прочих, петлевое усиление будет меньше единицы, и система удалится от опасного порога самовозбуждения.

Можно считать, что положительная обратная связь на одном интервале времени компенсируется отрицательной обратной связью на другом интервале времени.

Случаи, описанные в варианте В, могут являться последовательными этапами вхождения приемного устройства в связь. На первом этапе, когда классифицированной является лишь выборка, соответствующая испытательным посылкам, можно осуществить простое усреднение $z_{АБ}(t)$ по a_n. Затем, по мере поступления правильных информационных знаков, можно скачком переходить к третьему случаю. Оба этапа могут быть реализованы схемой рис. 4.20, если знаковым блокам sign «поручить» запирание цепи прохождения колебаний во время рабочих посылок на протяжении первого этапа и нормальное функционирование на втором этапе.

Г. Изучение реакции канала по рабочим посылкам. Данный вариант, по сути дела, развивает «до логического конца» предыдущую цепь рассуждений. Если, минуя первый этап вхождения в связь, сразу включить схему рис. 4.20, то рано или поздно в ней сформируется решение, которое затем будет обновляться по мере эволюции свойств канала.

Моделированием доказана работоспособность этой схемы в сочетании с субоптимальным вычислительным блоком, определяющим знаки a_i.

Отсутствие специального канала зондирования делает этот вариант весьма привлекательным. Для изучения канала не расходуется пропускная способность линии связи. Тем не менее у этого варианта есть крупный недостаток. Формирование решения системы ур-ний (4.20) в условиях полной априорной неопределенности и обратной связи по решению двузначно. Элементы $g_k(t)$ находятся только с точностью до знака. Соответственно и знаковые коэффициенты определяются либо в прямом, либо в инверсном коде, что соответствует «обратной работе» системы. Для ее устранения приходится использовать относительную фазовую манипуляцию (ОФМ), которая приводит после декодирования к сдвоению одиночных ошибок [11]. Это «плата» за экономию в пропускной способности системы.

Вопросы реализации разнесенного приема

Важным показателем, учитываемым при решении вопроса о внедрении нового модема на магистральной радиолинии, является возможность осуществления разнесенного приема и его эффективность. При прочих рав-

ных условиях предпочтение будет отдано модему, допускающему когерентное сложение.

Объединение ветвей разнесения невозможно без решения задачи их взаимной тактовой синхронизации. Поскольку колебания фронтов посылок за счет многолучевости определяются максимальным относительным запаздыванием эхо-сигналов (рис. 4.11), а амплитуды лучей в ветвях разнесения предполагаются практически независимыми, то вполне возможны большие расхождения фронтов посылок в отдельных ветвях (например, в одной ветви мгновенная картина соответствует случаю *а)*, а в другой — случаю *в)*).

В параллельных системах передачи (с длинными посылками) при использовании средней части посылок (α—β) вместе с устранением искажающего влияния переходного процесса вблизи фронта посылки выравнивается ритм обработки в ветвях разнесения. В самом деле, границы участка α—β остаются практически неизменными в ходе изменения соотношения лучей, а значит, остаются неизменными при переходе с одной ветви разнесения на другую. Разумеется, здесь возможно общее расхождение сигналов во времени за счет неидентичности ГВЗ (группового времени запаздывания) в ветвях, источником которого являются разнесение антенн и индивидуальные особенности радиоприемников. Однако абсолютная величина этого расхождения мала. Пространственное смещение антенн на 300 м при наихудшей ориентации (с учетом фидеров) относительно техздания даст разность ГВЗ 1 мкс. Задержка сигнала в приемнике может достигать сотен микросекунд; неодинаковость этой задержки, по крайней мере, на порядок меньше.

При приеме коротких посылок, когда обрабатываемый сигнал рассредоточен на интервале АБ, вмещающем несколько (В+1) посылок, относительное смещение в ветвях может достигать BT_1.

Если задача тактовой синхронизации модема сводится к определению границ АБ временно́го рассеяния сигнала, а совмещение испытательных и рабочих посылок производится автоматически в процессе оптимального приема, то и при разнесении она сведется к определению этих границ. Поскольку эти границы обусловлены общим характером многолучевого распространения, то они будут одинаковы (с точностью до указан-

ных выше различий ГВЗ ветвей) во всех ветвях разнесения. Следовательно, первый этап синхронизации может решаться общим для всех ветвей блоком инерционной подстройки, отмечающим предельные границы реакции канала на испытательный импульс по всем ветвям разнесения.

Интересно рассмотреть проблему реализации когерентного сложения в последовательной системе с адаптацией. Фазирование двух сигналов, пришедших по разным путям, в общем случае невозможно. В самом деле, многолучевой сигнал характеризуется большим числом параметров (амплитуды, фазы, задержки лучей). При правильном разнесении соответствующие параметры в ветвях независимы (или почти независимы). Можно сфазировать сигналы по одному лучу, но тогда останутся несфазированными остальные.

Следовательно, оптимальный комплексный весовой коэффициент для первого луча в r-й ветви не будет оптимальным для второго луча и т. д.

Однако когерентное сложение N ветвей не обязательно производить до корреляционной схемы. Аналогичный когерентному сложению результат получается при сложении после коррелятора до решающей схемы (см. § 2.5). При этом соотношение весов N слагаемых должно быть обратно пропорционально уровню шумов. Попросту говоря, плотность шума в ветвях разнесения следует выровнять, тогда сложение перед решающей схемой можно производить с равными весами.

Действительно, рассматривая N сигналов $z^{(r)}(t)$, несущих одновременно одну и ту же информацию, как N частей одного и того же сигнала $z^{(\Sigma)}(t)$, можно ставить задачу оптимального когерентного приема $z^{(\Sigma)}(t)$.

Ее решение в более простой постановке можно найти в [34]; оно приводит к схеме с линейным сложением после корреляторов. Это решение в чистом виде применимо не только к случаю общих замираний, но и селективных, когда форма опорного сигнала различна в ветвях разнесения. Естественно, что в каждой ветви для обеспечения когерентной обработки необходимо формирование собственного опорного сигнала.

Перечисленные особенности разнесенного приема в последовательных модемах позволяют выделить общие блоки, обслуживающие все N ветвей разнесения, и ин-

дивидуальные блоки. На рис. 4.21 показана структурная схема приемной части для случая двоичной фазовой манипуляции.

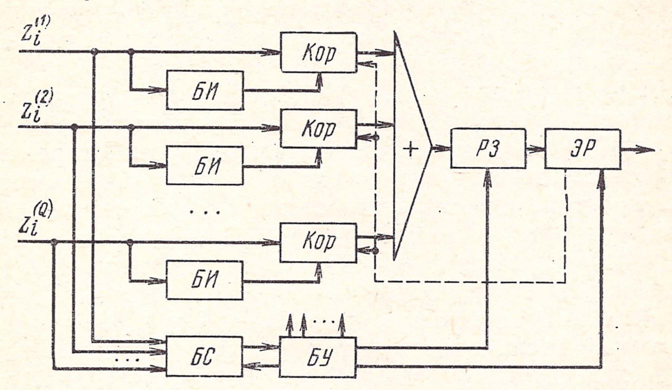


Рис. 4.21. Схема когерентного сложения ветвей разнесения:

БИ — блок измерения; Кор — коррелятор; БС — блок синхронизации; БУ — блок управления; РЗ — различитель знака; ЭР — электронное реле

Из рисунка видно, что общими блоками модема являются БС, БУ, РЗ, ЭР. Остальные являются индивидуальными с общим управлением. В каждом БИ формируется свой опорный сигнал. В общем различителе знака производится сравнение суммы с нулем. ЭР фиксирует +1 при положительной сумме и —1 при отрицательной. Масштабы $z^{(r)}(t)$ выбираются так, чтобы мощности шума в ветвях были одинаковы.

В схеме рис. 4.21, таким образом, реализуются и когерентное сложение, и взаимная тактовая синхронизация ветвей разнесения.

4.2. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕЖДУ ОТДЕЛЬНЫМИ БЛОКАМИ

Тождественные преобразования алгоритма обработки сигнала в приемном устройстве и введение упрощающих предпосылок, позволяющих сократить число вычислительных операций, решают первую часть задачи оптимизации схемы приемного устройства, которую можно считать качественной. На этом этапе направленность оптимизации проявляется вполне отчетливо: устранение каждой операции приводит к упрощению

схемы, а следовательно, к повышению общей точности, аппаратурной надежности устройства и к снижению его стоимости. Сущность этого этапа можно сформулировать так: по совокупности известных сведений о принимаемом сигнале синтезировать структурную схему приемного устройства.

Вторая часть задачи связана с конструированием конкретной электрической схемы каждого блока. Известно, что каждый функциональный узел (перемножитель, интегратор, ключ и т. д.) может быть построен по простой или сложной схеме с привлечением типовых или специальных элементов. Это зависит от требований, предъявляемых к точности осуществления данных узлом возложенной на него функции. Чем меньше требуемая погрешность, тем больше в схеме компенсирующих и следящих «надстроек», тем сложнее и дороже схема. Поэтому вопрос о выборе конкретной схемы является количественной стороной решаемой задачи.

Оценивая веса погрешностей, вносимых каждым функциональным блоком в счет общей ошибки вычислений, можно обосновать соотношение требований к каждому блоку. При этом некоторые из них окажутся особенно жесткими (допустим, требования к вычитающему блоку или к корреляторам, разделяющим ортогональные каналы), а другие — менее жесткими (например, к интегратору одноканальной системы). При одной и той же общей ошибке перераспределение требований приводит к изменению общей сложности устройства. В то же время равномерное уменьшение всех погрешностей, снижающее общую ошибку, имеет предел целесообразности, когда малое повышение точности покупается ценой большого усложнения устройства и падения аппаратурной надежности.

В простейшем виде задача оптимизации формулируется в категориях общей стоимости Q и общей относительной ошибки δ вычислений по алгоритму.

Фиксируя δ и варьируя соотношением погрешностей δ_k отдельных узлов, а следовательно, и их стоимостей Q_k, можно добиться минимизации $Q=\sum_k Q_k$.

Фиксируя Q и варьируя соотношением δ_k и Q_k, можно добиться минимизации общей ошибки δ, являющейся функцией многих переменных δ_k. В общем случае δ_k и Q_k связаны обратной зависимостью, различной для блоков, выполняющих разные операции: $Q_k=f_k(\delta_k)$.

Для элементарных ситуаций задача оптимизации может быть решена аналитически.

Пусть схема содержит n функциональных узлов, причем $\delta=\sum_{k=1}^{n}\delta_k$; $Q_k=\frac{a_k}{\delta_k}$. Распределим δ_k оптимальным образом, минимизируя $Q=\sum_k Q_k$. Считая, что функция $Q(\delta_1\delta_2, \ldots, \delta_n)$ имеет один минимум, найдем экстремальные значения аргументов по нулю частных производных $\partial Q/\partial\delta_k$. Задав аргументу δ_k приращение $\Delta\delta_k$, следует для сохранения величины δ дать отрицательные приращения другим аргументам. При этом соотношение аргументов должно остаться неизменным, т. е. эти отрицательные приращения должны быть пропорциональными самим аргументам: $\Delta\delta_l=-\Delta\delta_k\frac{\delta_l}{\delta}$ (для всех δ_l).

Таким образом,

$$\frac{\partial Q}{\partial\delta_k}=-\frac{a_k}{\delta_k^2}-\sum_{l=1}^{n}\frac{a_l}{\delta_l^2}\frac{d\delta_l}{d\delta_k}=-\frac{a_k}{\delta_k^2}+\sum_{l=1}^{n}\frac{a_l}{\delta\delta_l}=0;$$

$$\frac{a_k}{\delta_k^2}=\sum_{l=1}^{n}\frac{a_l}{\delta\delta_l}; \quad \frac{a_k}{\delta_k^2}=\text{const}; \quad \frac{\delta_k}{\sqrt{a_k}}=\text{const}.$$

Иначе говоря, погрешности должны быть распределены пропорционально корням квадратным из коэффициентов стоимости a_k.

Однако в общем случае Q_k связано с δ_k не линейной, а эмпирической зависимостью, а общая ошибка δ является нелинейной функцией всех δ_k, зависящих от алгоритма работы исследуемой вычислительной схемы. Многомерная функция $Q(\delta_1\delta_2, \ldots, \delta_n)$ может иметь много локальных экстремумов, из которых лишь один является искомым минимумом.

В этих условиях единственным универсальным методом решения является численный метод, связанный с перебором всех возможных комбинаций δ_k и нахождением для каждой комбинации величин δ и Q. После этого находится минимум либо δ, либо Q при постоянном Q или δ соответственно.

На рис. 4.22 в виде точек изображены возможные результаты численных решений, которые должны храниться в памяти вместе с комбинациями δ_k, соответствующими им. Фиксируя Q или δ, можно отыскать бли-

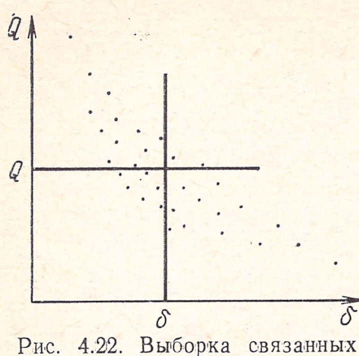


Рис. 4.22. Выборка связанных значений Q и δ

жайшие точки минимума δ или Q. Для сокращения объема памяти можно ограничиться запоминанием результатов, группирующихся около соответствующей прямой, отбрасывая далекие точки.

Нахождение δ по выбранной комбинации δ_k для случая детерминированного входного сигнала и малых величин δ можно производить по правилам теории ошибок. В других случаях действенным и универсальным средством явится прямое вероятностное моделирование, при котором δ_k понимается как относительная величина среднеквадратичной ошибки k-го блока, входящего в состав модели вычислительной схемы, собранной из узлов повышенной точности, когда на вход этого блока вместе с сигналом подается выборка мгновенных значений ошибки, объем которой достаточен для достоверного суждения о поведении схемы при всевозможных входных сигналах и погрешностях δ_k.

4.3. ВЫБОР ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ УСРЕДНЯЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Вопрос о выборе постоянной времени (полосы пропускания) усредняющих фильтров, включаемых в блоки измерения приемных устройств, зачастую решается эмпирически. С одной стороны, увеличение постоянной времени (уменьшение полосы пропускания) приводит к более длительному усреднению и, как следствие, к более интенсивному подавлению шумовых и манипуляционных помех, т. е. к снижению дисперсии случайной части результата измерения, обусловленной действием шумов и ошибок за счет неидеальности обратной связи по решению. С другой стороны, в условиях рассеяния по частоте должен существовать предел сокращению полосы фильтров, когда увеличение их постоянной времени приводит к «затягиванию памяти» и отставанию результата измерения от истинного значения, т. е. к увеличению дисперсии результата за счет инерционно-

сти фильтров по отношению к изменению во времени измеряемых параметров.

В силу независимости шумов, манипуляции рабочего сигнала и параметров канала дисперсия результата может быть получена сложением парциальных дисперсий. На рис. 4.23 показаны два примера возможных за-

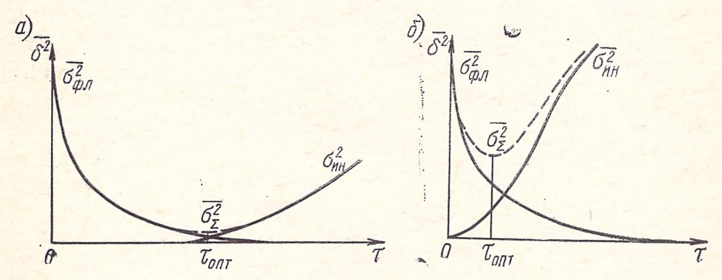


Рис. 4.23. Возможные графики зависимости среднеквадратной погрешности измерения в функции от τ

висимостей от постоянной времени τ среднеквадратичных погрешностей измерения (дисперсий) $\sigma^2_{\text{ош}}$: $\sigma^2_{\text{фл}}$ — дисперсия флуктуаций сигнала (шум и ошибки регистрации сигнала); $\sigma^2_{\text{ин}}$ — дисперсия измерения за счет инерционности фильтра (флуктуаций канала); σ^2_{Σ} — суммарная дисперсия.

Рисунки *а)* и *б)* отличаются характером зависимостей $\sigma^2_{\text{ин}}(\tau)$: *а*) для канала с более медленными замираниями, чем *б*).

Минимально достижимое значение суммарной ошибки $\sigma^2_{\Sigma\ \text{мин}}$ соответствует оптимальной постоянной времени $\tau_{\text{опт}}$. На рис. 4.23 отчетливо видна зависимость $\tau_{\text{опт}}$ и $\sigma^2_{\Sigma\ \text{мин}}$ от скорости флуктуаций параметров канала. Можно сказать, что зависимости $\sigma^2_{\text{фл}}(\tau)$ и $\sigma^2_{\text{ин}}(\tau)$ в случае а) гораздо удачнее подходят друг к другу с точки зрения оптимизации τ, чем в случае б). Случай а) характеризуется меньшей суммарной погрешностью $\sigma^2_{\Sigma\ \text{мин}}$ и гораздо более пологим минимумом, допускающим значительную свободу в выборе практического значения τ. Форма кривых зависит от различных факторов. Кривая $\sigma^2_{\text{фл}}$ стягивается к началу координат при увеличении мощности сигнала (увеличение $\overline{h^2}$ и усовершенствовании алгоритма изучения (см. § 4.1)). Задача инженерного синтеза состоит здесь в выборе алгоритма изучения,

раздвигающего кривые до случая а), когда $\sigma^2_{\Sigma\,\text{мин}}$ оказывается на порядок меньше, чем дисперсия шума в основном тракте обработки сигнала, а затем в выборе $\tau_{\text{опт}}$.

Рассмотрим по мере усложнения характер зависимостей среднеквадратичных погрешностей измерения от τ. В качестве эквивалентной схемы одной ячейки блока измерения выберем идеализированную эквивалентную схему рис. 4.24, в которой конденсатор C совмещает

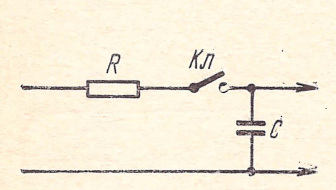


Рис. 4.24. Ячейка блока измерения (эквивалентная схема)

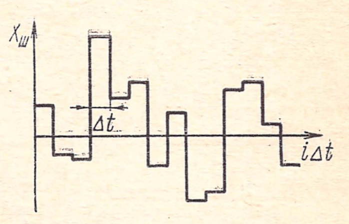


Рис. 4.25. Реализация случайной последовательности отсчетов шума

функции накопителя и аналоговой ячейки памяти, а постоянная времени регулируется общим для всех конденсаторов сопротивлением R.

Канал с постоянными параметрами. Для такого канала можно рассмотреть следующие случаи:

а). Отсутствие аддитивных помех. Этот идеализированный случай предоставляет большую свободу выбора постоянной времени τ, так как при любом τ, отличном от ∞, в установившемся режиме отсутствуют погрешности измерения как $\sigma^2_{\text{фл}}$, так и $\sigma^2_{\text{ин}}$. Единственным фактором, ограничивающим τ, является длительность переходного процесса в блоке измерения в процессе вхождения в связь. Если ключ Кл (рис. 4.24) замыкается на время Δt через $T_ц$, то переходный процесс носит ступенчатый характер, причем отрезки времени длиной Δt соответствуют активному процессу в схеме, а в промежутках между ними процесс застывает, следовательно, его длительность в реальном времени в $\left(\frac{T_ц}{\Delta t}\right)$ раз больше времени, вычисленного в предположении, что ключ постоянно замкнут. Задаваясь допустимым временем вхождения в связь $T_в$ (определяемым, например, временем

цикловой синхронизации) и считая, что переходный процесс в RC-цепи завершается через $(4 \div 5)\tau$, находим

$$RC = \tau < \frac{T_{\text{в}} \Delta t}{(4 \div 5) T_{\text{ц}}}.$$

Иначе говоря, в идеализированном случае для неискаженного измерения отсчетов квантованного сигнала можно выбирать как угодно малое τ. Можно, в частности, совершенно исключить R.

б). В канале действует аддитивный шум с дисперсией на выходе квантователя σ^2.

Если шум в канале имеет постоянную спектральную плотность $G_{\text{ш}}$, то его плотность в составе любой квадратурной компоненты $2G_{\text{ш}}$ [1]), а после квантователя его дисперсия

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int\limits_0^{\infty} \frac{2G_{\text{ш}} d\,\omega}{1 + \omega^2 \tau_{\text{кв}}^2} = \frac{G_{\text{ш}}}{2\tau_{\text{кв}}}, \qquad (4.25)$$

где $\tau_{\text{кв}} = RC$ выбирается в $(4 \div 5)$ раз меньшей, чем Δt.

Для расчета ошибки измерения за счет аддитивного шума форма его спектра не имеет значения, так как соседние отсчеты шума, поступающие через время $T_{\text{ц}}$ на вход схемы рис. 4.24, практически независимы.

Рассмотрим непрерывные процессы в RC-цепи (рис. 4.24), т. е. будем считать шумовое воздействие существующим в виде случайной последовательности независимых прямоугольных импульсов шириной Δt и с дисперсией σ^2 (рис. 4.25).

С учетом (4.18), описывающего процессы в блоке в компоненте x, $\overline{X_{\text{ш}\,i}}$ — остаточный шум на выходе БИ измерения (БИ), обозначая через $X_{\text{ш}\,i}$ i-й отсчет шума на i-м этапе, получаем

$$\overline{X_{\text{ш}i}} = \overline{X_{\text{ш}(i-1)}} q + X_{\text{ш}i}(1 - q). \qquad (4.26)$$

В установившемся режиме при стационарном входном шуме выходной также стационарен; его дисперсия

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = \sigma_{\text{вых}}^2 q^2 + \sigma^2 (1 - q)^2, \qquad (4.27)$$

откуда

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = \sigma^2 \frac{(1 - q)^2}{1 - q^2} = \sigma^2 \frac{1 - q}{1 + q}. \qquad (4.28)$$

[1]) На выходе фазорасщепителя тонального сигнала плотность шума G_0 (при вдвое более широкой полосе).

Для RC-усреднителя

$$q = e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \qquad (4.29)$$

и

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = \sigma^2 \operatorname{th} \frac{\Delta t}{2\tau}. \qquad (4.30)$$

При $2\tau \gg \Delta t$

$$\sigma_{\text{вых}}^2 \approx \frac{\Delta t}{2\tau} \sigma^2. \qquad (4.31)$$

Из ф-лы (4.30) следует очевидный результат: при $\tau \to 0$, т. е. с уменьшением постоянной времени БИ, среднеквадратичная ошибка измерения стремится к дисперсии шума компоненты.

Относительная ошибка измерения, приведенная к средней мощности сигнала,

$$\overline{\delta_{\text{ш}}^2} = \frac{\sigma_{\text{вых}}^2}{\overline{X}_{\text{с}}^2} = \frac{\sigma^2}{\overline{P_{\text{с}}}} \frac{\Delta t}{2\tau} = \frac{\Delta t}{2\tau \, \overline{h^2}}. \qquad (4.32)$$

Как и следовало ожидать, с ростом τ и с ростом среднего превышения сигнал/шум относительная ошибка измерения уменьшается (рис. 4.26).

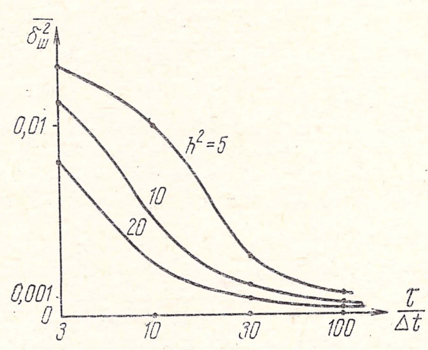


Рис. 4.26. Зависимость шумовых флуктуаций оценок от τ

Канал с переменными параметрами. В таком канале для шума справедливы выводы предыдущего случая: в то же время из-за отставания выходного сигнала в схеме рис. 4.24 от входного появляется дополнительная

ошибка измерения, обусловленная инерционностью. В отличие от шума, отсчеты сигнала, отстоящие на время $T_ц$, сильно коррелированы. Пример последовательности таких отсчетов $X_{с\,вх}$ дан на рис. 4.27. Там же показан выходной сигнал БИ ($X_{с\,вых}$); оба сигнала да-

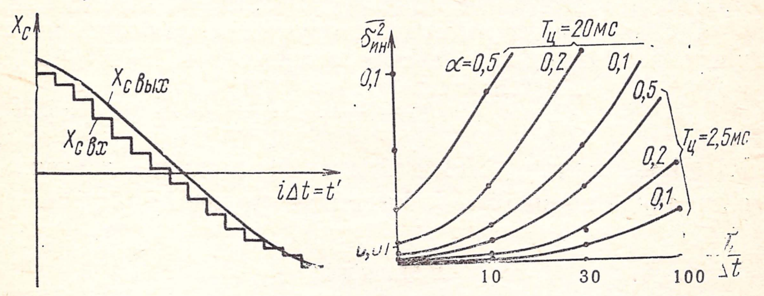


Рис. 4.27. Реализация последовательности отсчетов сигнала и результата усреднения

Рис. 4.28. Зависимость ошибки за счет инерционности фильтра от τ

ны без перерыва во времени. Как и на рис. 4.25, здесь масштаб времени сжат по сравнению с реальным в $M=T_п/\Delta t$ раз.

Среднеквадратичное отклонение $X_{с\,вых}$ от $X_{с\,вх}$, образующее ошибку измерения $\sigma^2_{ин}$, можно найти как квадрат напряжения на резисторе R (рис. 4.24), если входное напряжение численно равно $X_{с\,вх}$ (без шума):

$$\sigma^2_{ин}=\frac{1}{2\pi}\int\limits_0^\infty G_X(\omega)\frac{(\omega\tau)^2}{1+(\omega\tau)^2}d\,\omega. \qquad (4.33)$$

Если корреляционная функция канала в сжатом масштабе времени аппроксимируется экспонентой

$$B(\theta)=B_0\,\mathrm{e}^{-\alpha|\theta|}, \qquad (4.34)$$

то сплошная часть спектра

$$G_x(\omega)=4\int\limits_0^\infty B(\theta)\cos\omega\theta\,d\,\theta=\frac{4B_0\alpha}{\alpha^2+\omega^2} \qquad (4.35)$$

и

$$\sigma^2_{ин}=\frac{2}{\pi}B\,\alpha\int\limits_0^\infty\frac{(\omega\tau)^2\,d\,\omega}{(\alpha^2+\omega^2)\,(1+\omega^2\tau^2)}=B_0\,\frac{\alpha\tau}{1+\alpha\tau}. \qquad (4.36)$$

Во многих случаях величина B_0 может считаться равной средней мощности сигнала, тогда

$$\overline{\delta}^2_{\text{ин}} = \frac{\alpha\tau}{1+\alpha\tau}. \qquad (4.37)$$

Графики, построенные по (4.37), приведены на рис. 4.28.

Общая ошибка измерения, обусловленная шумами и инерционностью, находится сложением (4.32) и (4.37):

$$\overline{\delta}^2_{\Sigma} = \overline{\delta}^2_{\text{ш}} + \overline{\delta}^2_{\text{ин}} = \frac{\Delta t}{2\tau \overline{h^2}} + \frac{\alpha\tau}{1+\alpha\tau}. \qquad (4.38)$$

Из (4.38) может быть найдено оптимальное значение постоянной времени $\tau_{\text{опт}}$, минимизирующее $\overline{\delta}^2_{\Sigma}$.

Выводы

1. При выборе рационального алгоритма обработки сигнала не следует забывать о многообразии возможных масштабов сигнала. В частности, переход от высокочастотного представления комплексной огибающей к ее представлению в виде двух проекций переменного вектора ведет к полной перестройке приемной части модема.

2. При решении проблемы тактовой синхронизации следует учитывать специфику параллельных и последовательных модемов. Адаптация приемного устройства качественно изменяет постановку задачи тактовой синхронизации.

3. Погрешность блока измерения существенно зависит от способа зондирования, от скорости замираний в канале и от постоянной времени τ усредняющих ячеек. Для каждого способа зондирования при прочих равных условиях может быть указана различная оптимальная величина $\tau_{\text{опт}}$.

Глава 5

РЕАЛИЗАЦИОННЫЕ ОСНОВЫ МОДЕМА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СИИП

5.1. ГРУППОВОЙ СИГНАЛ СИСТЕМЫ СИИП

В данной главе дано описание передающей и приемной частей модема системы связи с испытательным импульсом и предсказанием (СИИП) в том виде, в котором вариант этого модема прошел лабораторные и линейные испытания.

Принятый в модеме принцип обработки сигнала по квадратурным компонентам и отсутствие резонансных элементов позволяют простой заменой кварцевых резонаторов изменить сетку времени на передаче и на приеме. Тем самым появляется простая возможность перестройки модема на разные скорости манипуляции. Однако с точки зрения практической реализуемости основной идеи адаптивной компенсации многолучевости в реальных кв каналах связи, с точки зрения ее привязки к существующему стандарту скоростей передачи информации, простоты сопряжения с оконечными устройствами, надежности работы синхронизации была выбрана оптимальная структура сигнала СИИП для пропускной способности $V=1200$ и $V=2400$ бит/с при временно́м рассеянии в радиоканале до 2 мс.

Структура группового сигнала имеет вид, показанный на рис. 5.1*а*. Здесь T — длительность элементарной посылки и испытательного импульса; $T_ц$ — цикловой период. В описываемом модеме при $V=1200$ бит/с $T=0{,}625$ мс, $T_ц=32$, $T=20$ мс, при $V=2400$ бит/с $T=0{,}3125$ мс, $T_ц=64$ $T=20$ мс.

Таким образом, в течение секунды проходят 50 циклов, содержащих соответственно по 24 и 48 рабочих

посылки, и скорость передачи при двоичной манипуляции составляет $24\times50=1200$ бит/с и $48\times50=2400$ бит/с соответственно. В то же время скорость манипуляции, определяемая как величина, обратная T и задающая спектральные свойства группового сигнала, равна 1600

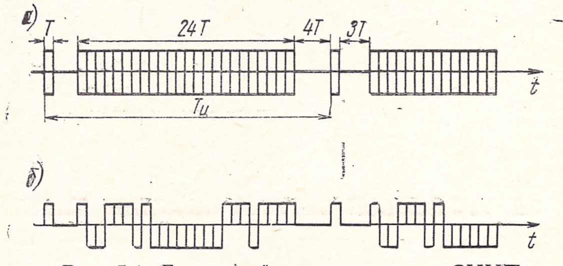


Рис. 5.1. Групповой сигнал модема СИИП

и 3200 Бод. В дальнейшем для экономии записи будем приводить данные модема СИИП только для варианта 1200 бит/с, оговаривая только там, где это необходимо, реализационные особенности варианта для 2400 бит/с.

Испытательный импульс отделен с обеих сторон пассивными защитными интервалами, которые необходимы для временно́го разделения реакции канала на испытательный импульс и рабочего пакета. Протяженность защитного интервала $t_з$ накладывает ограничение на величину временно́го рассеяния $\Delta t_р$ в канале с учетом фильтров. При интегральном приеме $t_з \geqslant \Delta t_р$. При приеме по первому отсчету $t_з+T \geqslant \Delta t_р$ (здесь T — интервал между отсчетами).

Групповой сигнал на рис. 5.1*а* можно рассматривать либо как продукт двойной (АТ и ФТ) манипуляции несущей, либо как продукт балансной модуляции несущей трехуровневым сигналом, изображенным на рис. 5.1*б*. В обоих случаях сигнал остается одночастотным и может быть подан на любой связной передатчик с нелинейной модуляционной характеристикой.

В случае применения ОБП передатчика требуемый сигнал может быть сформирован на вспомогательной тональной поднесущей с частотой F порядка 1850 Гц (середина тонального спектра, см. § 1.1) и подан на телефонный вход модулятора. В этом случае магистральное оборудование передающего радиоцентра более сложно (требуется современный передатчик с запасом

линейности и ОБП возбудитель). Спектры группового сигнала для этих двух случаев показаны на рис. 5.2. Остаток несущей (поднесущей) в спектре обусловлен

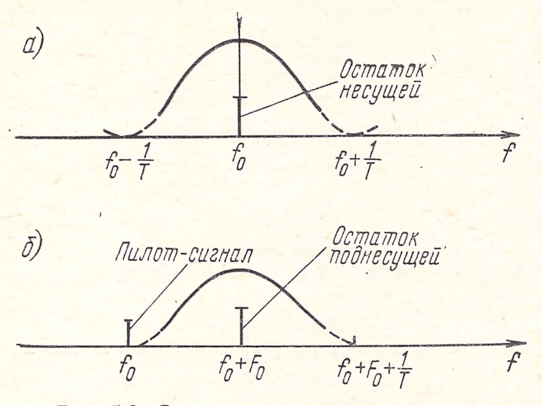


Рис. 5.2. Спектры группового сигнала:
а) непосредственная модуляция несущей f_0;
б) модуляция поднесущей F_0 с последующим переносом в верхнюю (можно нижнюю) боковую полосу

наличием периодически передаваемой испытательной комбинации; боковые продукты, обусловленные манипуляцией и отстоящие на $\frac{1}{T_ц}=50$ Гц, не показаны. Пилот-сигнал на частоте f_0 может иметь различный уровень (от 0 до 100%) и выполнять вспомогательные функции для организации канала тч на кв (например, АПЧ); к обработке сигнала в приемной части модема он не причастен.

Вполне естественно, что сигнал со спектром 5.2*б* отличается от сигнала со спектром 5.2*а* только смещением на $F_ц$ и может быть принят обычным («двухполосным») радиоприемником, настроенным на f_0+F_0.

Таким образом, модем СИИП допускает работу с любым передатчиком и любым приемником из числа ныне используемых на радиоцентрах. При этом выбор типа передатчика и выбор типа приемника не зависят друг от друга, если решен вопрос сопряжения частот (кварцевой стабилизацией или автоматической подстройкой частоты гетеродина приемника).

Изображенная на рис. 5.1*а* структура группового сигнала дает возможность на протяжении испытатель-

ного импульса и следующего за ним пассивного защитного интервала изучить все параметры принимаемого сигнала и на этой основе осуществить как оптимальный (см. гл. 2) когерентный прием пораженных многолучевостью посылок рабочего пакета (24Т), так и синхронизацию.

Вместе с тем такая структура сигнала предполагает трансформацию скорости первичного сигнала (1200 Бод) с включением в освободившиеся отрезки времени испытательного импульса и обратное преобразование сигнала на приемном конце системы связи в единый сигнал 1200 Бод. Для этих целей на передаче и на приеме устанавливаются преобразователи — аппаратура сопряжения системы СИИП с единым дискретным синхронным источником и получателем.

Такая же структура сигнала (рис. 5.1*а, б*) получается при временно́м уплотнении (ВУ) канала связи с включением синхросигнала, рельефно выделенного на фоне рабочих посылок видом манипуляции и периодичностью. С этой точки зрения из 32 каналов ВУ 24 являются рабочими, а 8 отведены для синхронизации. В одном из вариантов использования модема СИИП (24×50 Бод) реализована возможность синхронной передачи в тракте СИИП 24 стартстопных сигналов (с синхронизаторами по типу аппаратуры ЧВТ). В этом варианте на испытательный импульс, кроме функций зондирования радиоканала, возлагается задача цикловой синхронизации каналов ВУ.

Описанные свойства и способы формирования группового сигнала обусловливают два варианта размещения оборудования при существующем рассредоточении его в разных помещениях (рис. 5.3*а,б*). Возможны смешанные варианты, когда, например, на передающей стороне организуется схема по рис. 5.3*а*, а на приемной — по рис. 5.3*б*.

5.2. ПЕРЕДАЮЩАЯ ЧАСТЬ МОДЕМА СИИП

Судя по схемам рис. 5.3*а, б*, в передающую часть модема СИИП входят трансформатор скорости и манипулятор — в одном случае непосредственно несущей $f_0(а)$, в другом случае — тональной поднесущей $F_0(б)$. В зависимости от круга решаемых задач, определяемых оконечными устройствами, в трансформатор скорости

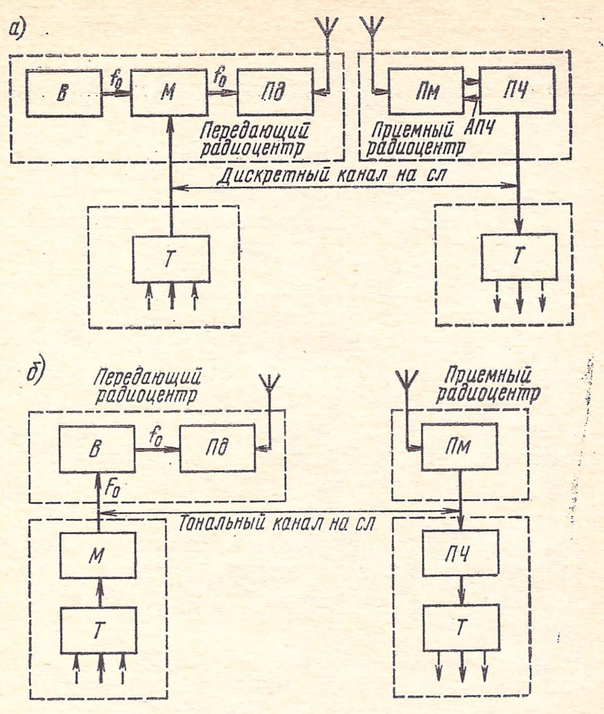


Рис. 5.3. Размещение оборудования системы СИИП

входят различные блоки; универсальный трансформатор должен содержать всю совокупность блоков.

Для простоты различные варианты передающей части ниже рассмотрены порознь; схемы манипуляторов рассмотрены отдельно.

Единый скоростной источник, синхронизируемый от модема. Это наиболее простой вариант передающей части; его структурная схема приведена на рис. 5.4. Тактовые импульсы, поступающие от блока управления к отправителю, задают ритм его работы. Обратно в этом ритме возвращаются информационные посылки (1200 Бод). В формирователе (Ф) они принимают надлежащую электрическую форму и поступают на устройство ввода (УВ), в котором происходит непосредственно трансформация скорости. Для его работы от блока управления (БУ) поступают жестко синхронизированные

импульсы с частотами 1200, 50, 400 и 1600 Гц. На выходах УВ формируются управляющие сигналы для осуществления фазовой и амплитудной манипуляции.

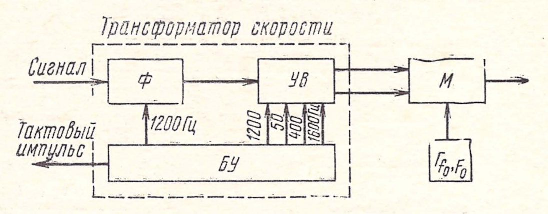


Рис. 5.4. Структурная схема передающей части модема

Описываемый вариант пригоден для использования с такими оконечными устройствами, как вокодер [28], факсимильный (штриховой) аппарат, а в некоторых случаях — аппаратура передачи данных.

Если входной сигнал не дискретный, — а непрерывный, то в формирователе он клиппируется, стробируется импульсами с частотой 1200 Гц и уже в дискретной форме поступает на УВ.

Устройство ввода «сжимает» входную последовательность пачками по 24 посылки, уменьшая длительность пачки с 20 до 15 мс. Оставшиеся 5 мс заполняются испытательной комбинацией.

В одном варианте УВ содержит 24 ячейки двоичной памяти, 24 записывающих ключа, работающие циклически со сдвигом, соответствующим частоте следования 1200 Бод, и 32 считывающих ключа, работающих циклически со сдвигом, соответствующим частоте 1600 Бод (рис. 5.5). Для управления ключами служат распределители записи и считывания, не показанные на рис. 5.5. Эти же распределители формируют управляющий сигнал для ампли-

Рис. 5.5. Функциональная схема устройства ввода

тудной манипуляции. Рассматриваемый вариант устройства ввода допускает (при необходимости) простые модернизации для изменения входной скорости, для свертывания пропускной способности с дублированием информации в разнесенных во времени посылках, т. е. обладает универсальностью.

Другой вариант (рис. 5.6) проще в исполнении, но специализирован лишь на главной функции сжатия пачек и внедрения испытательных посылок.

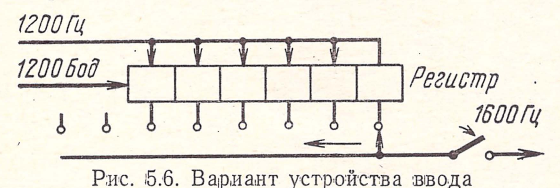


Рис. 5.6. Вариант устройства ввода

Основным элементом этого устройства ввода является регистр сдвига из шести триггеров, на вход которого подаются посылки 1200 Бод, а частота тактовых

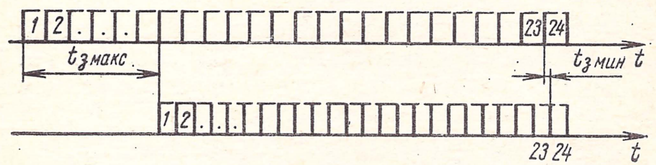


Рис. 5.7. Фронты рабочих посылок до и после УВ

импульсов равна 1200 Гц. С шести выходов этого регистра могут быть сняты посылки с различной задержкой $t_з$ во времени. Сравнивая $t_{з\,макс}$ и $t_{з\,мин}$ (рис. 5.7), видим, что их различие соответствует шести посылкам входной последовательности и может быть обеспечено смещением считывающего ключа (рис. 5.6) справа налево с частотой 400 Гц в течение цикла на шесть шагов. Во время формирования испытательного кода считывающий ключ отключается от регистра.

Единый скоростной источник с независимой от модема тактовой частотой. Такая ситуация характерна для большинства оконечных устройств. При этом производительность источника может быть номинально равна 1200 бит/с, и тогда модем синхронизируется входными посылками, либо может быть меньше 1200 бит/с, и тогда блок управления и устройство ввода (и вывода на при-

еме) усложняются. На рис. 5.8 дана структурная схема передающей части для первого случая. В блоке дискретной подстройки фазы (ДПФ) производится сравнение фронтов приходящих посылок с тактовыми моментами, определяемыми БУ; расхождение фаз компенсируется добавлением и вычитанием импульсов задающего генератора (ЗГ) на частоте 19,2 кГц. При последующем делении частоты ЗГ в БУ на четыре образуются импульсы с $f=4,8$ кГц, из которых в делителях на четыре и на три образуются тактовые импульсы записи с частотой 1200 Гц и считывания с частотой 1600 Гц, поступающие в УВ.

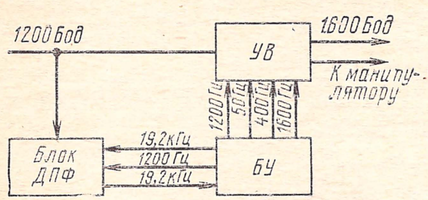


Рис. 5.8. Вариант структурной схемы передающей части

Таким образом, несмотря на подстройку частоты, осуществляемую в ДПФ, на УВ поступает сетка жестко синхронизированных импульсов.

На рис. 5.9 показано взаимное расположение импульсов на выходе БУ на частотах 1200, 1600, 400 Гц. Шаг подстройки, равный периоду импульсов с частотой 19,2 кГц, соответствует 1/12 периода 1600 Гц (или 1/16 периода 1200 Гц) и не нарушает взаимного расположения управляющих импульсов. Цикловые импульсы частотой 50 Гц получаются из импульсов 400 Гц делением на восемь.

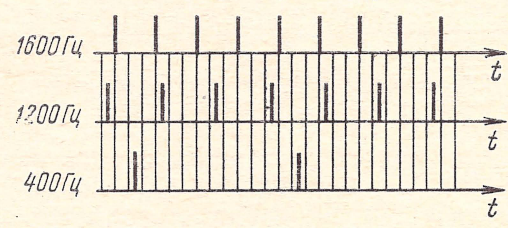


Рис. 5.9. Импульсы считывания, записи и смещения

Описанная схема обеспечивает выравнивание скорости работы источника *I'* и модема *C*, когда отличие скорости источника от номинала невелико и обусловлено лишь нестабильностью. При этом источник навязывает модему свой ритм работы.

В случае, когда номинальная скорость источника отличается от 1200 Бод, схема устройства ввода по рис. 5.6 оказывается непригодной. Разумеется, согласование возможно здесь лишь при условии $I' < C$. В этом случае скорость работы модема остается номинальной но в состав рабочего пакета включаются лишние посылки, обусловленные «запасом пропускной способности» модема. Поскольку эти лишние посылки ничем не отличаются от рабочих, возникает проблема их маркировки на передаче и обнаружения на приеме.

Наиболее просто эта проблема решается в случае, когда номинал скорости источника кратен частоте цикла модема, т. е. 50 Гц (например, 800, 850, ..., 1000, 1050... Бод). В этом случае «лишняя» часть пропускной способности модема может даже дополнительно быть предоставлена источнику, синхронизируемому от модема (см. стр. 139). Схема УВ для источника с кратной скоростью приведена на рис. 5.10. Она напоминает первоначальную схему рис. 5.5, только теперь для записи полезной информации отведены не все 24 ячейки памяти, их количество определяется как $k=I'/50$. Каждый раз, когда коммутатор записи переключается с k-й ячейки на первую, в блок ДПФ посылается импульс, по которому осуществляется подстройка фазы БУ и распределителя считывания, а следовательно, и модема в целом. Неиспользованные 24 —k ячейки памяти могут быть отданы для записи и последующего считывания дополнительной (например, служебной) информации со скоростью до $(24-k)\times 50$ Бод (как показано на рис. 5.10), причем синхронизация этого дополнительного источника осуществляется от БУ модема, а в конечном счете от основного источника информации. Описанный вариант УВ требует усложнения БУ, как для основного источника, так и для дополнительного, так как в нем

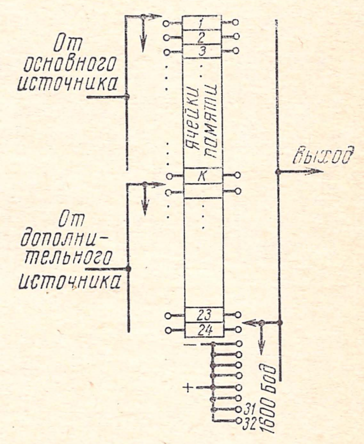


Рис. 5.10. Устройство ввода для скорости $k\cdot 50 < 1200$ бит/с

должны формироваться импульсы записи с различной, кратной 50, частотой следования (рис. 5.11).

Несколько источников с независимыми от модема тактовыми частотами. Практический смысл имеет случай, когда все источники имеют номинально равные

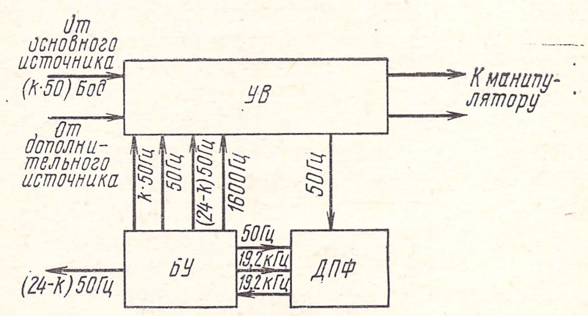


Рис. 5.11. Структурная схема передающей части для скорости 1200 бит/с

производительности (например, N источников по 200 Бод). Непременным условием согласования является наличие у модема запаса по пропускной способности: $I'N < C$. В такой постановке задача была рассмотрена в теоретическом и реализационном плане (например, [31]).

Здесь рассмотрим вкратце принцип уплотнения синхронного модема с $C=1200$ бит/с пятью ($N=5$) независимыми источниками с $I'=200$ Бод: $NI'=1000<1200$.

Общая структура передающей части показана на рис. 5.12. Подстройки фазы БУ при этом, естественно,

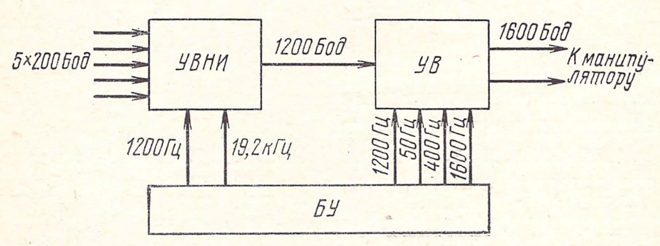


Рис. 5.12. Структурная схема передающей части для пяти независимых источников

не происходит. Устройство ввода независимых источников (УВНИ) осуществляет временно́е уплотнение пяти информационных источников и одного дополнительного, по которому передаются корректирующие кодовые ком-

бинации. Эти комбинации указывают, каково отличие производительности каждого источника от номинала; при набеге фазы тактовой частоты источника на $+T$ (когда $I' > I'_{ном}$) корректирующие комбинации указывают номер этого источника, а также местоположение во времени и информационное значение появившегося «лишнего» символа. При отставании фазы тактовой частоты на $-T$ (когда $I' < I'_{ном}$) указывается номер источника и местоположение во времени символа, подлежащего стиранию.

Выбор структуры сигнала, передаваемого по дополнительному, шестому подканалу временно́го уплотнения, производится с учетом возможного отличия производительности источников от номинала. Чем выше эталонность их тактовой частоты, тем реже должны передаваться корректирующие кодовые комбинации, тем лучше они могут быть защищены от ошибок, но тем сложнее структура шестого подканала.

Так, при отличии I' от номинала на 1 Бод ($0{,}5 \times 10^{-2}$) коррекция должна производиться один раз в секунду, т. е. в шестом подканале для целей коррекции можно использовать 200 посылок. С учетом кварцевой стабилизации эталонность I' можно улучшить и соответственно увеличить число используемых для коррекции посылок.

Защита корректирующих кодовых комбинаций от ошибок вырастает в главную задачу в связи с тем, что оконечные устройства синхронных телеграфных систем с АЗО почти не чувствительны к редким ошибкам типа «перемена знака», но весьма чувствительны к ошибкам типа «пропадание или появление лишнего символа».

Недостатком описанного принципа построения УВНИ является наличие общего (шестого) канала коррекции, в котором возможны (хотя и с малой вероятностью) ошибки в указании номера корректируемого подканала. С этой точки зрения надежнее пятиканальное УВНИ, в котором каждому подканалу отводится пропускная способность 240 бит/с, из которой для передачи информации используются 200, а 40 — для передачи корректирующих комбинаций. Даже если устройство временно́го разделения (на приеме) допустит ошибку в указании номера подканала, вместе с ним изменится и номер корректируемого канала, т. е. канал «в себе» останется скорректированным, и при исправлении ритма устройст-

ва временно́го разделения дополнительной ошибки типа «смещение» не произойдет.

На рис. 5.13 показана структурная схема одного подканала УВНИ с пропускной способностью (200±1) бит/с со скоростью на выходе 240 Бод. В дальнейшем пять та-

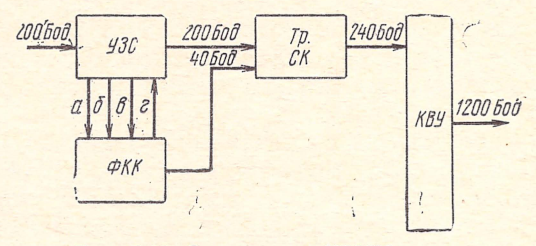


Рис. 5.13. Один канал УВНИ:

УЗС — устройство записи и считывания; ФКК — формирователь корректирующих комбинаций; ТС — трансформатор скорости; КВУ — коллектор временного уплотнения

ких подканалов собираются в коллекторе временно́го уплотнения (КВУ) в один информационный пучок 1200 Бод. Число 200′, отмеченное штрихом, означает действительную производительность источника, отличающуюся от номинального значения. Трансформатор скорости объединяет синхронизированные потоки со скоростью 200 и 40 Бод в один сигнал скоростью 240 Бод. Для этих целей годится схема рис. 5.6, но содержащая в регистре всего одну ячейку памяти. Схема рис. 5.13 работает следующим образом. По мере записи-считывания в УЗС происходит либо переполнение, либо «обеднение» емкости регистра УЗС. Как только запас емкости будет почти исчерпан («почти» может соответствовать 1/4 $T_и$, 1/2 $T_и$, $T_и$ по времени; $T_и$ соответствует скорости 200 Бод и равно 5 мс), УЗС посылает одну из двух команд в ФКК (либо «исключить» по проводу а, либо «добавить» по проводу б одну посылку). С этого момента ФКК начинает формировать корректирующую кодовую комбинацию. С последним символом этой комбинации по проводу г в УЗС посылается встречная команда на смещение ритма считывания. При переполнении памяти и команде «добавить» ритм считывания смещается на T раньше, а пропущенная посылка по проводу в отправляется вслед за корректирующей комбинацией по 40-бодному каналу. При исчерпании памяти и команде «исключить» ритм считывания смещается на

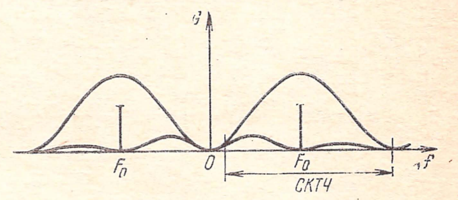
T позже, в 200-бодном канале дважды считывается одна и та же посылка, но параллельно с ней по 40-бодному каналу движется команда об ее исключении.

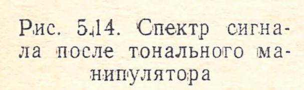
Эти команды учитываются в устройстве вывода приемной части модема (см. § 5.8).

Манипулятор передающей части. В зависимости от типа используемого передатчика (см. § 5.1) в манипуляторе производятся операции либо над высокочастотной несущей f_0, либо над тональной поднесущей F_0. При умножении частоты в передатчике на n операции в манипуляторе производятся на частоте $\frac{f_0}{n}$.

Показанные на рис. 5.2 для этих случаев спектры группового сигнала в радиолинии не имеют строго очерченных пределов по частоте. Однако в ряде случаев полоса частот, отводимая для связи, ограничивается шириной стандартного канала тональной частоты (СКТЧ) 3100 Гц, а при использовании поднесущей — и конкретными пределами СКТЧ (300—3400 Гц).

При манипуляции тональной поднесущей F_0 ширина спектра выходного сигнала оказывается больше величины самой поднесущей. При этом (рис. 5.14) возникает




Рис. 5.14. Спектр сигнала после тонального манипулятора

нежелательное явление наложения на сигнал его зеркальных частотных компонент. Биения их с основными компонентами сильно искажают сигнал; от них нельзя избавиться с помощью фильтров.

Указанное явление удается обойти с помощью использования вспомогательной частоты f_1 и преобразователя частоты (рис. 5.15). Частота f_1 выбирается такой,

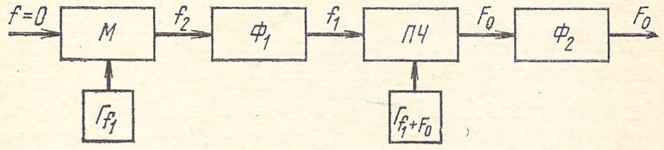


Рис. 5.15. Обычная структурная схема манипулятора с преобразованием частоты

чтобы зеркальные продукты манипуляции были ничтожно малы. Затем на частоте f_1 манипулированный сигнал проходит полосовой фильтр Φ_1, ограничивающий полосу частот величиной 3100 Гц, а затем с помощью преобразователя ПЧ переносится в область тонального спектра. Фильтр Φ_2 подавляет ненужные (суммарные) продукты преобразования.

Недостатком описанной схемы является ее громоздкость; частоты f_1, f_1+F и полоса пропускания Φ_1 должны быть тщательно сопряжены.

В инженерном плане привлекательнее схема манипулятора, показанная на рис. 5.16. Здесь учитывается

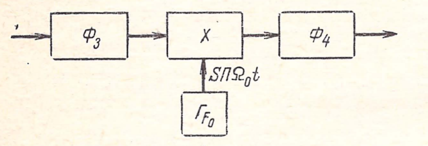


Рис. 5.16. Тональный манипулятор с ключевым перемножителем:

Φ_3 — фильтр нч с частотой среза, меньшей F_0; Φ_4 — фильтр нч с частотой среза $2F_0$

тот факт, что фазовая манипуляция является частным случаем БАМ, когда модулирующий сигнал — двоичная знаковая функция. Следовательно, если на выходе ФМ (или БМ) включен полосовой фильтр (имеющий четную частотную характеристику относительно средней частоты), то вместо полосового фильтра можно включить фильтр нижних частот до балансного модулятора (на рис. 5.17 спектр, изображенный пунктиром). Такая пе-

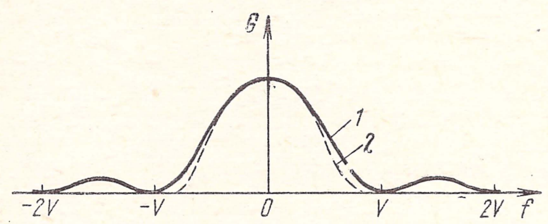


Рис. 5.17. Энергетический спектр модулирующего сигнала на входе (*1*) и выходе (*2*) фильтра

рестановка допустима в силу линейности БМ. Модуляция тональной поднесущей сигналом с ограниченным спектром не порождает зеркальных частот, так что после балансного модулятора сигнал может быть непосредственно подан в линию. В схеме манипулятора на рис. 5.16 введено еще одно упрощение: вместо балансного модулятора применен ключевой перемножитель, управ-

ляемый знаковой функцией $SП\Omega_0 t = \mathrm{sign}(\sin \Omega_0 t)$, где $\Omega_0 = 2\pi F_0$.

Поскольку

$$SП\,\Omega_0 t = \frac{4}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{2k-1}\sin(2k-1)\,\Omega_0 t,$$

то, кроме основной первой гармоники, модулироваться будут все нечетные гармоники поднесущей. Однако от них легко избавиться фильтром нижних частот с частотой среза $2F_0$ (рис. 5.18).

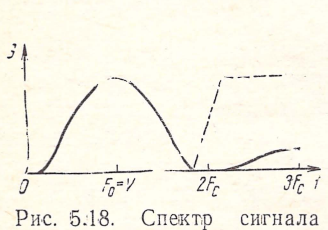


Рис. 5.18. Спектр сигнала после ключевого перемножителя

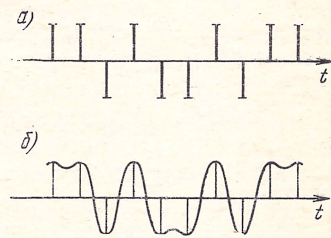


Рис. 5.19. Этапы формирования узкополосного сигнала

Упрощение, введенное в схеме рис. 5.15, не ухудшает качественных показателей манипулятора. Напротив, в отличие от аналоговых перемножителей, ключевая схема обладает практически идеальной линейностью, к тому же в более широком диапазоне напряжений. Следовательно, и вся обсуждаемая схема может считаться практически линейной.

Как бы ни был реализован $Ф_3$, он не может полностью подавить составляющие выше теоретической частоты среза $f_c < F_0$. Поэтому остаточные биения зеркальных продуктов перемножения с основными будут сказываться. Стремление максимально подавить эти продукты приведет к усложнению схемы ФНЧ ($Ф_3$), увеличению затягивания переходного процесса. Можно, однако, добиться устранения нежелательных последствий биений иным путем: синхронизировать зеркальные и основные продукты. Тогда между ними окажется застывшая интерференционная картина, не нарушающая линейности всего тракта передачи и тем самым поддающаяся исправлению в приемной части. Зато требования к $Ф_3$ могут быть снижены. Для синхронизации спект-

ральных компонент необходимо выбрать поднесущую равной или кратной частоте манипуляции V.

Если $V=1600$ Бод, то, выбрав $F_0=1600$ Гц, мы недалеко сместимся относительно среднеарифметической частоты спектра СКТЧ (1850 Гц). Синхронизация поднесущей и скорости манипуляции заметно упрощает также решение вспомогательных задач на приеме (см. § 5.3).

К постановке задачи формирования тонального сигнала можно подойти иначе, рассматривая электрическую форму передаваемого сообщения как двоичную решетчатую функцию (рис. 5.19*а*). Спектр этой функции бесконечно широк; случайный характер манипуляции не изменяет формы энергетического спектра — он равномерен во всем диапазоне частот.

Сформировать из него тональный сигнал, значит из всего спектра выделить нужную часть, ограничив ее идеальным фильтром (или фильтром Найквиста). На рис. 5.19*б* показан отрезок сигнала на выходе идеального ФНЧ при подаче на вход решетчатой функции. В тактовых точках выходной сигнал имеет вполне определенные двоичные значения, зависящие каждое только от одного элемента сообщения. Если в качестве идеального использовать полосовой фильтр с центральной частотой F_0, то на его выходе появится тональный сигнал на поднесущей, комплексная огибающая которого в тактовые моменты также совпадает с элементами сообщения. Если $F_0=V$, то не только огибающая, но и сами мгновенные значения тонального сигнала в эти тактовые моменты совпадают с сообщением. Разумеется, гарантировать точное совпадение середины полосы пропускания полосового фильтра с F_0 нельзя, поэтому для формирования тонального сигнала лучше выбрать схему с модуляцией (рис. 5.20), которой предшествует идеальный ФНЧ. Эквивалентная частотная характеристика системы ФНЧ-БМ симметрична относительно несущей $(F_0=V)$ как по модулю, так и по фазе.

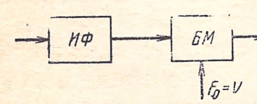


Рис. 5.20. Идея неискажающего трансформатора

Идеальный ФНЧ строго нереализуем. Однако можно построить фильтр с характеристиками, приближающимися к идеальным с заданной степенью точности; при этом разумно приближать к идеальной форме не частотную характеристику, содержащую две компоненты, а

временну́ю, используя принципы построения гармонических корректоров [5, 26], в которых вместо аналоговых линий задержки применяются простые регистры сдвига (рис. 5.21). Фильтр $Ф_3$, аналогичный фильтру $Ф_3$ на

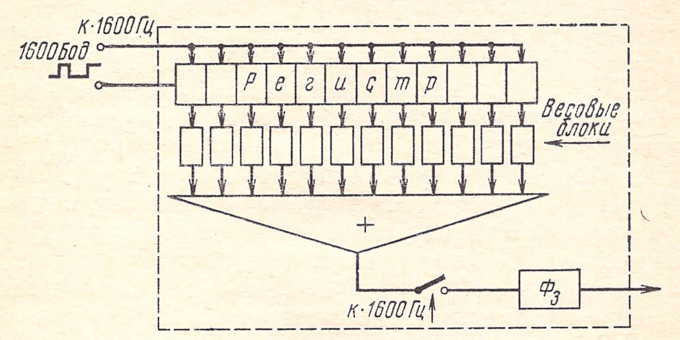


Рис. 5.21. Функциональная схема почти идеального фильтра

рис. 5.16, предназначен для сглаживания получаемой ступенчатой функции. Продвигающие импульсы регистра могут следовать с частотой, кратной V; чем выше кратность k, тем точнее воспроизводится импульсная переходная характеристика ИФ и тем слабее требования к $Ф_3$. Впрочем, если $Ф_3$ хорошо подавляет частоту $3V$, достаточно выбрать $k=1$; отклик $g(t)$ дискретной части схемы (до $Ф_3$) на одиночный импульс показан на рис. 5.22.

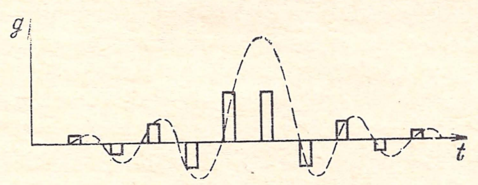


Рис. 5.22. Пример реализации импульсной реакции

С учетом реальной характеристики $Ф_3$ отклик $g(t)$ может быть сделан несимметричным, так, чтобы после $Ф_3$ получилась идеальная характеристика типа $A\frac{\sin \Omega t}{\Omega t}$. ИФ, построенный по схеме рис. 5.21, может быть использован как корректор не только для $Ф_3$, но и для неидеальных фильтров ОБП модулятора и даже соединительных линий модем-модулятор, если эти линии закреплены за модемом.

5.3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ПРИЕМНОЙ ЧАСТИ МОДЕМА

Универсальность модема по отношению к используемому радиочастотному оборудованию на передаче обеспечивается манипулятором, а на приеме — входными цепями. В их задачу входят: расщепление входного сигнала на две квадратурные компоненты, дискретизация полученных компонент во времени, сопряжение частот входного сигнала и гетеродина расщепителя (АПЧ). В соответствии с выводами § 4.1 в приемной части модема СИИП ведется дискретно-аналоговая обработка сигнала по компонентам, преобразованным до посылок постоянного тока, когда полоса частот компонент оказывается минимальной.

С целью уменьшения погрешности обработки, обусловленной ограниченным диапазоном аналоговых блоков приемной части (§ 3.3), во входные цепи включена также автоматическая регулировка усиления (АРУ), допускающая сложение в случае приема с разнесением. При наличии АРУ в высокочастотном тракте собственная АРУ модема не ухудшает стабильности уровня сигнала, зато при ее отсутствии (например, при испытаниях модема с имитатором канала) резко расширяет динамический диапазон приемной части модема.

Схема АРУ приемной части. Основным элементом автоматической регулировки усиления является регулирующий элемент (РЭ), параметр которого, определяющий усиление каскада, зависит от электрического смещения. Высокой эффективности, компактности и линейности цепи АРУ удалось достичь с применением полевого транзистора. На рис. 5.23 показана принципиальная схема регулирующего элемента АРУ. Выбирая величину R соизмеримой с сопротивлением запертого участка исток—сток ($R=$ $=1$ МОм) шунтирующего транзистора T_1, удается добиться максимального диапазона регулировки коэффициента передачи цепи

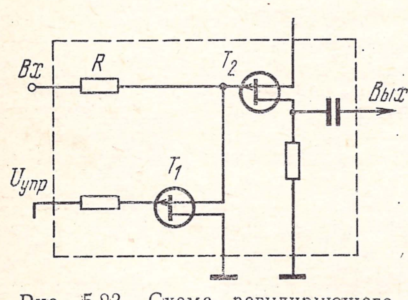


Рис. 5.23. Схема регулирующего элемента АРУ

рис. 5.23 (порядка 70 дБ) при малом изменении управляющего смещения $U_{упр}$ (на 4 В). Второй транзистор T_2 включен повторителем, имеет большое входное сопротивление (порядка 40 МОм), не требует дополнительных цепей смещения и согласует выход РЭ со входом следующего каскада.

В рабочем режиме регулирования сопротивление T_1 изменяется от мегом до сотен ом, так что эффективное напряжение на затворе T_2 поддерживается около малой постоянной величины (~мВ). Этим гарантируется высокая линейность АРУ. По сути дела, транзистор T_1 выступает как параметрический резистор, проводимость которого на участке исток—сток не зависит от сигнала, а зависит лишь от управляющего напряжения на затворе.

Кроме регулирующего элемента, в цепь АРУ входит усилитель (Ус), детектор средних значений (Д), сглаживающий фильтр (ФНЧ) и усилитель постоянного тока с задержкой (УПТ) (рис. 5.24).

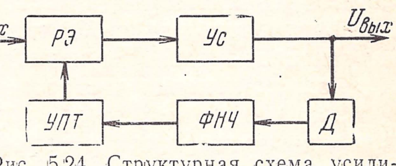


Рис. 5.24. Структурная схема усилителя с АРУ

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) (синхронизация местного гетеродина). Проблема АПЧ не возникает при использовании высокостабильных синтезаторов частот на передаче и гетеродинов на приеме. Однако нельзя допустить, чтобы несинхронность сигнала и местного гетеродина входных цепей осталась единственным препятствием на пути использования модема СИИП со старым парком базового оборудования радиоцентров. Автоматическая подстройка частоты позволит применить любой передатчик и любое приемное устройство, удовлетворяющие лишь легко выполнимым требованиям по кратковременной стабильности фазы высокочастотного колебания (остаточная девиация фазы должна иметь скорость изменения, дающую частотное рассеяние спектра порядка единиц герц). Более того, наличие АПЧ улучшает также характеристики тракта со стабилизированными генераторами, так как позволяет устранить остаточную разность частот и допплеровский сдвиг частоты в радиолинии.

Динамические качества системы АПЧ и ее помехо-

устойчивость зависят не только от избранного способа измерения расстройки частот и исполнительного регулирующего элемента подстройки, но и от заложенных в расчет априорных сведений о нестабильности сравниваемых частот. Чем больше эта нестабильность, тем больше должна быть полоса схватывания системы и тем более уязвимой действию помех она становится. Рассмотрение динамики работы АПЧ показывает, что на нее по-разному влияют долговременная и кратковременная нестабильности частот, различающиеся обычно на два-три порядка. Долговременная нестабильность оказывает влияние после длительного перерыва в работе АПЧ (перед началом сеанса связи или при пропадании сигнала), а кратковременная — в ходе подстройки.

Поэтому оптимальные системы АПЧ строятся как двухэтапные. На первом этапе (вхождение) полоса схватывания достаточно велика для охвата диапазона долговременного ухода частоты, а затем на втором этапе становится малой, охватывающей лишь диапазон кратковременных флуктуаций частоты [39]. На обоих этапах управление частотой может производиться с помощью одного и того же управляемого элемента (УЭ) (реактивность, гистерезисный двигатель, блок добавления и вычитания импульсов в косвенной системе регулирования и др.), но коэффициент регулирования в петле обратной связи цепи АПЧ на втором этапе должен быть гораздо больше, чем на первом, а полоса соответственно у́же. Управляемый элемент может быть подключен либо к гетеродину радиоприемного устройства, либо к гетеродину входных цепей.

В обычных устройствах когерентного приема ФТ (ОФТ) высокочастотная синхронизация осуществляется цепью фазовой автоподстройки (ФАП), компенсирующей различие не только частот, но и фаз несущей (поднесущей) и местного опорного колебания. Особенностью адаптивного приема с обработкой сигнала по низкочастотным компонентам является некритичность к фазе местного гетеродина (§ 4.1). Следовательно, высокочастотная синхронизация может осуществляться с точностью до фазы, т. е. без применения ФАП.

Важным показателем, характеризующим качество системы подстройки частоты, является ее поведение при пропадании сигнала подстройки, которое может произойти при кратковременном перерыве связи за счет глу-

бокого замирания сигнала или его поражения помехой. Большинство систем АПЧ при пропадании сигнала возвращают частоту управляемого гетеродина (УГ) к ее исходному значению, с которого началась подстройка частоты. Впоследствии, когда управляющий сигнал вновь появляется, процесс автоподстройки проходит все предыдущие стадии. Предполагая, что кратковременная стабильность частот возбудителя и гетеродинов весьма высока, мы естественно должны предпочесть такую систему АПЧ, которая «запоминает» значение частоты УГ на время пропадания сигнала подстройки и тем самым реализует априорное предположение о стабильности его частоты. Впрочем, даже при значительной нестабильности $f_{УГ}$ ее максимально правдоподобная оценка равна ее последнему значению.

Свойством «запоминания» частоты обладают, по крайней мере, две схемы АПЧ:

— электромеханическая система АПЧ с гистерезисным двигателем с приводом на основной механизм установки частоты. Такая система обладает практически неограниченной полосой удержания и наиболее предпочтительна для радиоприемников с большой долговременной нестабильностью частоты (типа Р-250М). Пропадание сигнала подстройки приводит к остановке двигателя. Частота гетеродина «замирает» на своем последнем значении, и вторичное возникновение сигнала застает ее с отличием от необходимой величины лишь на суммарное значение кратковременных нестабильностей возбудителя и гетеродинов;

— электронная система АПЧ с интегрированием сигнала подстройки. Здесь предполагается, что вместо интегрирующего (или пропорционально-интегрирующего) фильтра в кольце АПЧ используется интегратор с малым «самоходом» (дрейфом нулевого уровня). С выхода интегратора управляющий сигнал, как обычно, воздействует на УЭ. Пропадание сигнала подстройки «останавливает» интегратор; его выходное напряжение остается равным последнему накопленному значению вплоть до возникновения сигнала. Здесь на уход частоты гетеродина от необходимого значения, кроме нестабильностей, влияет самоход интегратора. Такая система обладает ограниченным диапазоном подстройки, зато не содержит механических элементов. Ее следует предпочесть при использовании новейших возбудителей и гете-

родинов с синтезаторами частот. При этом удобно охватить цепью АПЧ местный гетеродин модема.

На рис. 5.25 показана структурная схема системы АПЧ с применением гистерезисного двигателя, приспособленная для подстройки по групповому сигналу си-

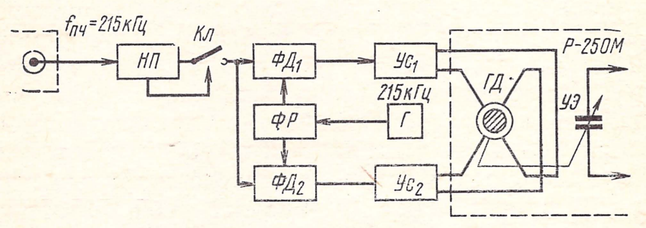


Рис. 5.25. Структурная схема блока АПЧ с гистерезисным двигателем

стемы СИИП. Этот сигнал на частоте 215 кГц поступает на нелинейный преобразователь (НП), в котором из многолучевого фазоманипулированного сигнала выделяется сигнал с частотой несущей, номинально равной 215 кГц, но отличающейся от номинала. Ключ (Кл) отключает от дальнейшего участия в формировании управляющего сигнала АПЧ продукты нелинейной обработки сигнала в моменты, когда его огибающая мала, а следовательно, фаза и мгновенная частота подвержены искажающему действию помех. По сути дела, НП выявляет среднее значение мгновенной частоты входного сигнала и выдает ее в форме периодического колебания с этой частотой. Ненадежные части этого колебания исключаются ключом. Сравнение этой частоты с частотой местного гетеродина (Г) производится в фазовых детекторах ($ФД_1$ и $ФД_2$), на опорные входы которых с выходов фазового расщепителя (ФР) поданы сдвинутые на 90° колебания гетеродина (эти же колебания участвуют как опорные в расщепителе сигнала на квадратурные компоненты). Напряжения на выходах $ФД_1$ и $ФД_2$ взаимно сдвинуты также на 90°, однако знак этого сдвига определяется знаком расстройки сигнала и гетеродина; частота напряжений на выходах ФД равна величине расстройки. Усиленные в $Ус_1$ и $Ус_2$ и поданные на статорные обмотки гистерезисного двигателя ГД, эти сигналы расстройки создают в роторном пространстве ГД вращающееся магнитное поле, скорость и направление вращения которого соответствуют величине

и знаку расстройки частоты. Через систему редукторов вращающийся ротор приводит в движение блок конденсаторов переменной емкости высокочастотного блока радиоприемника. Подстройка ведется до тех пор, пока вращение магнитного поля не прекратится. При этом несущая частота сигнала $f_{пч}$ будет точно равна частоте местного гетеродина, что соответствует нормальному режиму работы квадратурного расщепителя модема. В отрезки времени, когда ключ разомкнут, ГД останавливается и сохраняет предшествующее значение частоты $f_{пч}$.

На рис. 5.26 дана структурная схема электронной АПЧ с интегратором (И) и с управлением частотой

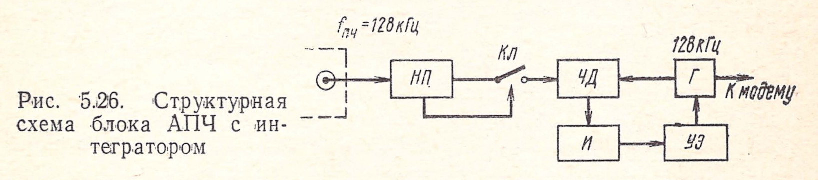


Рис. 5.26. Структурная схема блока АПЧ с интегратором

местного гетеродина. Отличительным блоком этой системы является частотный дискриминатор (ЧД) с гетеродином, напряжение на выходе которого определяется отклонением частоты местного гетеродина (Г) $f_Г$ от несущей сигнала $f_{пч}$. Лишь при точном совпадании этих частот напряжение на выходе ЧД равно нулю, изменение напряжения на выходе интегратора прекратится, на входе УЭ (роль которого может выполнять варикап) установится некоторое напряжение, требуемое для установки номинальной частоты гетеродина $f_Г = f_{пч}$.

В схеме рис. 5.26 объектом регулирования и сигналом автоподстройки является отклонение частоты Δf, поэтому в петле обратной связи производится только одно интегрирование (в отличие от ФАП); это обусловливает статическую устойчивость системы.

В схеме рис. 5.25 хотя и содержатся фазовые детекторы, однако их роль сводится к образованию разностной частоты биений, возбуждающей вращающееся магнитное поле. ГД, вращаясь с этой частотой, поворачивает ротор управляемого конденсатора на угол, пропорциональный интегралу от этой частоты. Следовательно, в схеме электромеханической АПЧ также содержится один интегратор (ГД), не нарушающий статической устойчивости системы.

В обеих схемах АПЧ переходный процесс автоподстройки носит экспоненциальный характер, скорость его зависит от постоянной времени интегрирующих элементов и от крутизны характеристик чувствительного и управляющего элементов.

Квадратурный расщепитель сигнала. В соответствии с 1.9 структурная схема квадратурного расщепителя содержит два перемножителя, два фильтра нижних частот, генератор гармонического сигнала (местный гетеродин) и фазовращатель на 90° либо фазовращатель на ±45° (рис. 1.2).

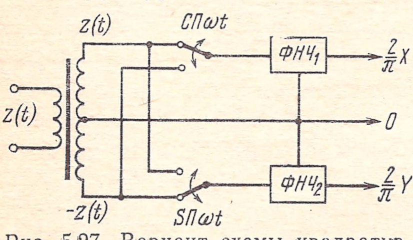


Рис. 5.27. Вариант схемы квадратурного расщепителя

Поскольку опорные высокочастотные сигналы перемножителей имеют постоянную амплитуду, а после них включены фильтры, перемножители могут быть выполнены по упрощенной, ключевой схеме (рис. 5.27).

Коммутация сигнала $z(t) \div -z(t)$ эквивалентна его умножению на знаковую функцию ± 1, которая в нашем случае имеет вид меандровых импульсов, обозначенных $C\Pi\omega t$ и $S\Pi\omega t$:

$$C\Pi\,\omega t = \text{sign}\,[\cos\omega t],$$
$$S\Pi\,\omega t = \text{sign}\,[\sin\omega t].$$

В спектре этих импульсов содержатся нечетные гармоники основной частоты, включая первую. Поскольку спектр сигнала $z(t)$ сосредоточен около основной частоты, верхние гармоники знаковых функций не дают низкочастотных комбинационных продуктов и не искажают результат расщепления сигнала.

Величина амплитуды основной гармоники знаковых функций равна $\frac{4}{\pi}$, а для точного воспроизведения квадратурных компонент необходима амплитуда 2 (рис. 1.2). Следовательно, у продуктов расщепления по рис. 5.27 имеется масштабный коэффициент $\frac{2}{\pi}$, который должен быть учтен либо при дальнейшем преобразовании сигнала, либо при расчете входного уровня $z(t)$.

Ключевая схема имеет по сравнению с кольцевыми диодными схемами два несомненных достоинства: гораздо больший допустимый уровень сигнала, высокое постоянство параметров.

Хорошие результаты дает также вектормерная схема перемножителя сигнала с опорным напряжением (рис. 5.28), которая также, как и ключевая, проявляет себя перемножителем лишь при постоянстве амплитуды опорного сигнала и при наличии фильтра на ее выходе. Хотя схема рис. 5.28 напоминает кольцевой перемножи-

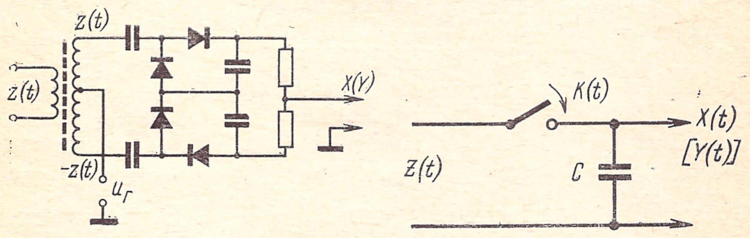


Рис. 5.28. Фазовый детектор расщепителя

Рис. 5.29. Простейшая схема одной ветви расщепителя

тель, однако она работает как амплитудно-фазовый детектор, построенный на базе двух детекторов с удвоением. Выходное напряжение такого перемножителя не ограничено квадратичным участком характеристики диода, определяется размахом сигнала и почти не зависит от амплитуды напряжения гетеродина $U_г$. При высокоомной нагрузке такой перемножитель практически не изменяет масштаба сигнала.

Пожалуй наиболее простая схема для получения одной компоненты представлена на рис. 5.29. Ключ периодически замыкается на весьма короткое время с частотой несущей, и мгновенные значения входного напряжения, взятые через $T=\frac{1}{f_0}$ откладываются на конденсаторе C. Получается своеобразное стробирование входного напряжения, приводящее к получению низкочастотного выходного сигнала (рис. 5.30).

Стробирование и запоминание на время T эквивалентны умножению сигнала $z(t)$ на последовательность коммутирующих импульсов $k(t)$ (рис. 5.30) и выделению низкочастотных продуктов в фильтре с постоянной времени T. Следовательно, ключ с конденсатором экви-

валентен половине схемы рис. 1.2, причем эквивалентная фаза опорного сигнала равна фазе первой гармоники функции $k(t)$, а масштаб выходного сигнала равен масштабу входного. Поэтому косинусная и синусная ветви

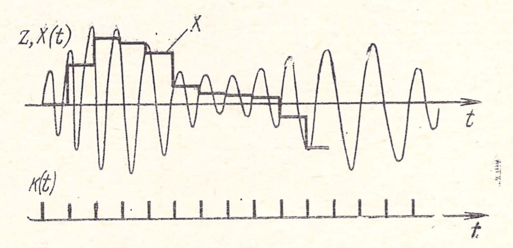


Рис. 5.30. Сигналы на входе и выходе схемы (рис. 5.29)

расщепителя по схеме рис. 5.29 различаются лишь сдвигом $k(t)$ на четверть периода $\frac{T}{4} = \frac{1}{4f_0}$. Электрическая схема расщепителя на основе стробирования показана на рис. 5.31. Коммутирующие импульсы $k_1(t)$ и $k_2(t)$, подаваемые на управляющие входы ключей, сдвинуты

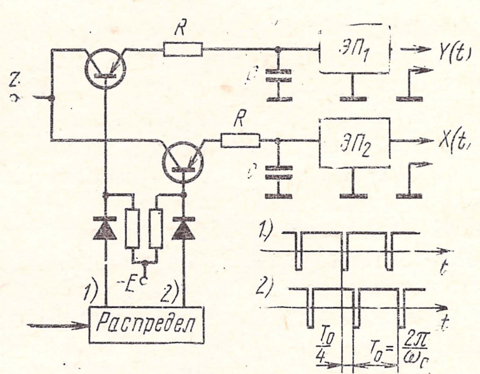


Рис. 5.31. Электрическая схема расщепителя по рис. 5.29

на четверть периода с помощью распределителя импульсов. ЭП$_1$ и ЭП$_2$ — эмиттерные повторители, согласующие высокоомный выход расщепителя с нагрузкой.

Все вышеприведенные схемы работоспособны при условии, что несущая частота $f_{пр}$ много больше полосы

сигнала. Это условие не соблюдается при работе модема с тональным сигналом на выходе тракта ОБП, когда поднесущая $F_0 \approx (1600 \div 1800)$ Гц соизмерима и даже меньше полосы. В этом случае можно действовать двумя способами:

1. Перенести спектр сигнала рис. 5.32*а* в область вспомогательной частоты $f_в$ (например, с помощью БАМ, рис. 5.32*б*), а затем расщепить полученный сигнал

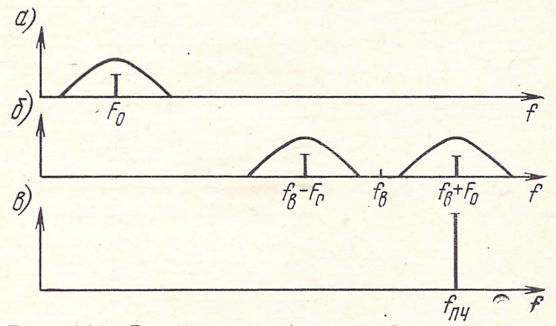


Рис. 5.32. Вариант преобразований спектра для расщепления тонального сигнала

обычным способом, выбрав частоту местного гетеродина равной частоте одного из боковых продуктов преобразования тональной поднесущей (допустим, $f_{пч} = f_в + F_0$, рис. 5.32*в*).

2. Можно считать, что детектор ОБП магистрального приемника является одной половиной квадратурного расщепителя (рис. 5.33*а*), только частота его местного

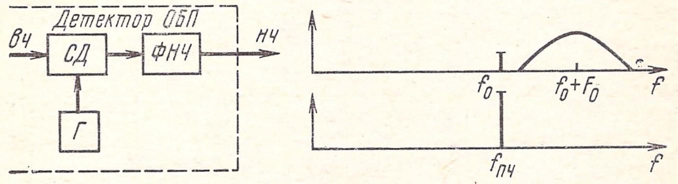


Рис. 5.33. Структурная схема расщепителя и вариант преобразования спектра:

СД — синхронный детектор; Г — гетеродин; ФНЧ — фильтр нижних частот

гетеродина равна не средней частоте спектра $f_0 + F_0$, а несущей f_0 (рис. 5.33*б*). Следовательно, тональный сигнал, поступающий от приемника к модему, является одной из квадратурных компонент вч сигнала. Для по-

лучения второй компоненты следовало бы в радиоприемник включить второй детектор ОБП со сдвигом опорного напряжения относительно первого на 90°. Однако совершенно ясно, что второй «образец» тонального сигнала, получаемый при этом, будет содержать те же частотные составляющие, что и первый, но со сдвигом на 90°, так как квадратурные компоненты сигнала ОБП сопряжены по Гильберту. Следовательно, искомую вторую компоненту можно получить из первой сдвигом всех ее составляющих на 90° либо, как это делается в фазоразностных схемах модуляторов ОБП, можно из одного образца тонального сигнала получить два сопряженных по Гильберту с помощью фазорасщепителя (рис. 5.34), составленного из двух фазовращателей ФВ, ФЧХ которых связаны между собой постоянным сдвигом на $\frac{\pi}{2}$, т. е.

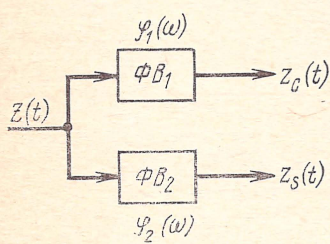


Рис. 5.34. Фазорасщепитель тонального сигнала

$$\varphi_2(\omega) = \varphi_1(\omega) + \frac{\pi}{2}.$$

Электрическая схема фазорасщепителя, примененного в модеме СИИП, приведена на рис. 5.35. Точность

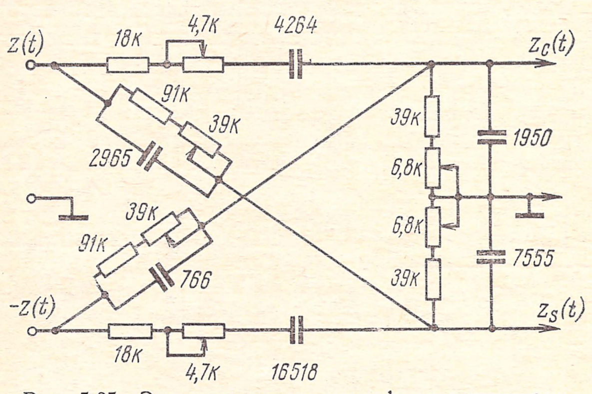


Рис. 5.35. Электрическая схема фазорасщепителя

сопряжения фаз, которую удалось достичь в полосе 300—3400 Гц, равна 2—3°.

Рассмотренный второй способ получения компонент тонального сигнала, строго говоря, не дает квадратурных компонент в том виде, в каком они участвуют в алгоритмах обработки сигнала [например, см. (1.20), (1.21)]. Для того чтобы сохранить достоинства покомпонентной обработки, необходимо правильно выбрать частоту поднесущей F_0. Повторяемость комплексной огибающей сигнала, положенная в основу зондирования канала с помощью испытательного импульса, проявляется как повторяемость его квадратурных компонент и должна сопровождаться повторяемостью колебания поднесущей. Если посылки следуют одна за другой с интервалом T, то поднесущая должна быть кратной $\frac{1}{T}$. Это не противоречит выводам § 5.2 о предпочтительной величине частоты поднесущей $F_0 = V = \frac{1}{T} = 1600$ Гц (см. рис. 5.18).

Квантователь сигнала. Так условно назван блок, осуществляющий дискретизацию сигнала во времени, т. е. взятие выборок (отсчетов) через интервал времени Δt и продление этого отсчета на весь интервал Δt с тем, чтобы обеспечить его дискретно-аналоговую обработку в вычислительном тракте приемной части модема. На рис. 5.36*а* показана одна из компонент сигнала до кван-

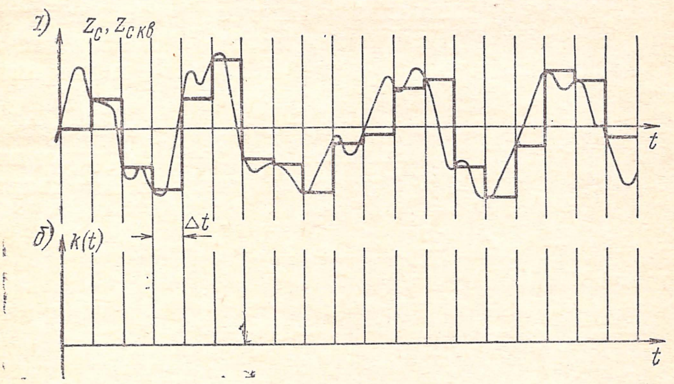


Рис. 5.36. Квантование одной из квадратурных компонент

тователя (плавная кривая) и после (ступенчатая линия). Моменты взятия отсчета, определяемые коммутирующими импульсами $k(t)$, управляющими ключом записи

(рис. 5.37), отмечены на рис. 5.36*б*. Схема рис. 5.37 представляет собой простейший квантователь и напоминает схему одной ветви расщепителя, изображенную на рис. 5.29. Однако требования к электронному ключу в этих двух схемах совершенно различны. В расщепителе ключ замыкается с частотой f_0 несущей и за время замыкания должен лишь немного изменить предыдущее значение напряжения на конденсаторе. В квантователе же замыкания происходят гораздо реже (с периодом Δt), и за время замыкания должен быть обеспечен (при необходимости) полный перезаряд конденсатора от одного крайнего значения напряжения до другого. За время между замыканиями ключа конденсатор должен хранить заряд с минимальными потерями за счет утечки через обратное сопротивление ключа и нагрузку. Требования быстрого перезаряда конденсатора в момент стробирования и сохранения нового заряда на протяжении Δt являются противоречивыми. Постоянная заряда (через отпертый ключ) должна быть порядка в 10^4 раз меньше постоянной разряда (через запертый ключ и нагрузку). При этом также требуется весьма низкое выходное сопротивление источника квантуемого сигнала $X(t)$.

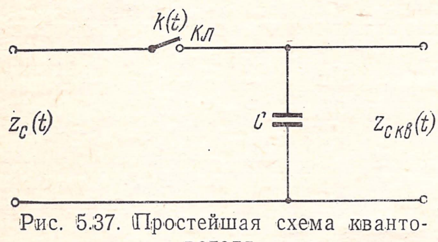


Рис. 5.37. Простейшая схема квантователя

Для решения таких задач инженерная практика рекомендует схемы, построенные на базе операционных усилителей. На рис. 5.38 показана такая схема квантования. Усилитель K_1 неинвертирующий, K_2 — инвертирующий. Ключи Кл$_1$ и Кл$_2$ замыкаются одновременно в моменты стробирования. Пока напряжение на конден-

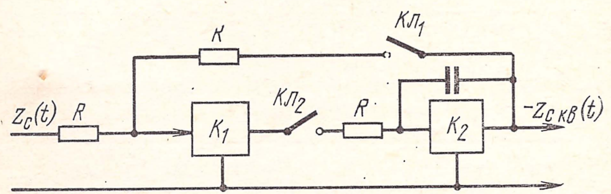


Рис. 5.38. Усовершенствованная схема взятия отсчета

саторе C не достигло текущего значения $x(t)$, вход усилителя K_1 не уравновешен, и на его выходе действует предельно большое напряжение того же знака, что и на выходе, интенсивно интегрируемое вторым усилителем с емкостной обратной связью. Тем самым достигается быстрый перезаряд конденсатора. Размыкание ключей предоставляет интегратор «самому себе», и в течение Δt напряжение на его выходе сохраняется с точностью до самохода интегратора. Совмещение вышеуказанных противоречивых требований достигается здесь соответствующим выбором величины K_1.

Схемы квантователей по рис. 5.37 и 5.38 более или менее точно решают одну и ту же задачу быстрого взятия мгновенного отсчета сигнала. Однако у самой постановки такой задачи есть недостаток. Если в составе низкочастотного сигнала $X(t)$ есть неподавленный остаток высокочастотного колебания, то после стробирования отсчеты этого остатка непосредственно войдут в состав $X_{кв}(t)$ и создадут неустранимый шум квантования, от которого уже нельзя будет избавиться с помощью фильтрации. Квантователь «узаконивает» эти флуктуации уровня сигнала.

В модеме СИИП применена схема квантователя, содержащего в своем составе фильтр и тем самым дополнительно подавляющего высокочастотные флуктуации (рис. 5.39). Ключи Кл$_1$ и Кл$_2$ работают попеременно,

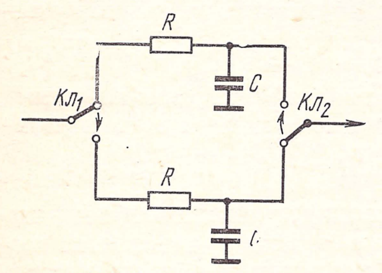


Рис. 5.39. Функциональная схема двухтактного квантователя

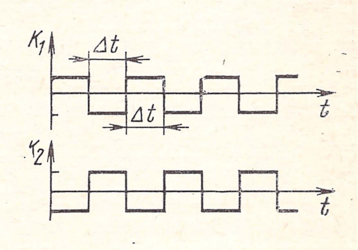


Рис. 5.40. Управляющие импульсы квантователя

чередуясь через Δt (рис. 5.40). Поэтому, когда на верхнем конденсаторе формируется новый заряд, с нижнего считывается предыдущее значение накопленного напряжения и наоборот. RC-фильтр определяет постоянную заряда, которая теперь должна быть лишь в 4—5 раз

меньше, чем Δt, тогда как постоянная разряда в 50—100 раз больше, чем Δt. Эти требования вполне совместимы для обычных транзисторных ключей. Кроме того, входное сопротивление квантователя, в среднем равное R, облегчает согласование его с источником сигнала (по сравнению со схемой рис. 5.37). Единственным недостатком схемы квантователя с RC-фильтрами является некоторая задержка сигнала, неизбежно сопутствующая фильтрации. Для увеличения постоянной разряда между конденсаторами и считывающими ключами должны быть включены несмещающие эмиттерные повторители (как на рис. 5.31).

При построении квантователя важно правильно выбрать интервал Δt. При полосе частот вч сигнала порядка 3 кГц (канал тч) полоса низкочастотной компоненты порядка 1,5 кГц, следовательно, интервал Котельникова $\Delta t_к = \frac{1}{2F} \approx 0{,}33$ мс. При длительности посылки $T = \frac{1}{V} = 0{,}625$ мс это соответствует двум отсчетам на протяжении посылки[1]).

При приеме в однолучевом канале можно было бы выбрать Δt_1, укладывающееся дважды на протяжении посылки: $\Delta t = \frac{T}{2} = 0{,}3125$ мс. Однако в многолучевом канале сигнал сильно искажается, и, стробируя дважды одну и ту же посылку, можно оба раза попасть на интерференционные минимумы, отстоящие на половину периода верхней частоты нч спектра (равную $\frac{1}{2F} \approx 0{,}33$ мс). Такого рода стробоскопический эффект весьма нежелателен, однако он не исключен. Поэтому в модеме принят вдвое меньший интервал $\Delta t = \frac{T}{4} \approx 0{,}156$ мс.

Такое снижение Δt не приводит к удвоению объема вычислительного блока, так как в нем производятся последовательные операции. Увеличивается лишь быстродействие блока, которое даже при удвоении скорости обработки далеко не исчерпано. Увеличение объема выборки внутри одной посылки позволяет лучше учесть тонкую структуру сигнала, обусловленную многолучевостью. Строго говоря, для приема сигнала, манипули-

---

[1]) При $V = 3200$ Бод это соответствует одному отсчету на протяжении посылки.

рованного со скоростью V дв. ед/с, достаточно иметь один информационный отсчет в течение T, т. е. $\Delta t_{инф}=T$. Однако следует предварительно отыскать момент взятия этого единственного отсчета (решить задачу синхронизации) и сосредоточить в этом отсчете всю энергию посылки (осуществить оптимальную фильтрацию). Поскольку квантователь включен первым блоком в приемной части модема и на этапе взятия отсчетов еще не решены эти задачи, возникает необходимость большого «запаса» сведений о сигнале и возможность решения задач синхронизации и оптимальной обработки на основе использования квантованного сигнала. Попросту говоря, можно, взяв на протяжении посылки T четыре отсчета, затем выбрать из этих четырех один наилучший в некотором смысле, а остальные учесть так, как требуется для решения вспомогательных задач.

Квантование тонального сигнала можно совместить с его расщеплением на компоненты. Для этого достаточно один и тот же тональный сигнал стробировать дважды: в одном квантователе в основном ритме, а в другом — со сдвигом на четверть периода поднесущей. Неизбежное при этом смещение второго квантованного сигнала должно быть скомпенсировано ячейкой памяти или учтено при анализе. Таким образом, при обработке тонального сигнала можно обойтись без расщепителя, как отдельного блока, возложив его функции на квантователь.

Подобная структура входных цепей позволяет видоизменить само представление о компонентах сигнала. Компоненты — это параллельно фкисируемые независимые (или почти независимые) последовательности отсчетов принимаемого сигнала, несущие одну и ту же информацию. Каждую из компонент можно считать самостоятельным сигналом, по которому может быть полностью восстановлено сообщение, за исключением случая полного исчезновения (обращения в нуль) всех отсчетов в компоненте. Если на протяжении длительности элементарной посылки T тональный сигнал содержит n (например, четыре при $V=1600$ Бод) котельниковских отсчетов, то каждая из компонент содержит на этом же интервале $\frac{n}{2}$ (два) отсчета. Разбиение тонального сигнала на две компоненты имеет при этом, как видим, весьма произвольное обоснование. Логичнее разбить

сигнал на n (четыре) отдельных последовательностей отсчетов, каждую из которых считать самостоятельной компонентой, пригодной для извлечения информации. Независимость этих последовательностей позволяет применить при их обработке накопление или разнесение.

Впрочем, ничего удивительного в существовании $n>2$ квадратурных компонент сигнала нет. Оно обусловлено частотной избыточностью передаваемого сигнала ($V<$ $<2F_c$).

В отсутствии избыточности ($V=2F_c$) можно выделить лишь одну компоненту. В общем случае число компонент $n=2F_c/V$, причем получающаяся дробная величина может быть округлена в любую сторону. В каждой из получающихся компонент за время T выделяется лишь один отсчет. На рис. 5.41 для случая $F_0=1600$ Гц, $V=$

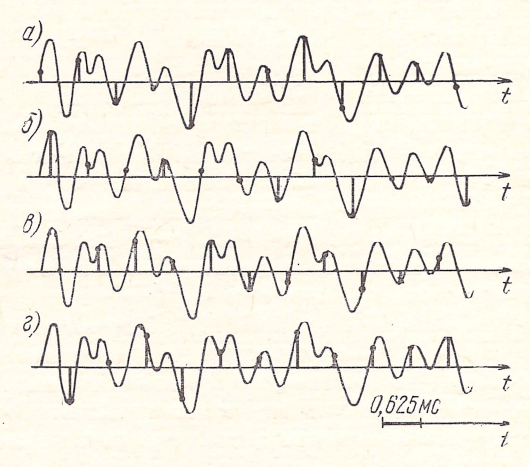


Рис. 5.41. Реализация тонального сигнала и четыре его компоненты

$=1600$ Бод показана одна реализация многолучевого узкополосного тонального сигнала, по которой сформированы $n=2F_c/V=4F_0/V=4$ компоненты — последовательности отсчетов а, б, в, г — путем стробирования со сдвигом на $\frac{1}{4V}\approx 156$ мкс. В последующих блоках они могут рассматриваться как четыре ветви разнесения одного и того же сигнала. Здесь также следует обратить

внимание на взаимное смещение во времени последовательностей отсчетов.

Описанные составные части входных цепей осуществляют тождественные операции над сигналом, которые не приводят к потере ни основной, ни дополнительной информации о сигнале. Их задача состоит в подготовке входного сигнала к обработке в том виде, в котором с наибольшей полнотой и точностью реализуются вычислительные операции в приемной части модема. Входные цепи как бы «удлиняют» канал связи, являясь его составной частью. Поэтому естественно потребовать, чтобы эта дополнительная часть канала не ухудшала его параметров и уж, во всяком случае, не противоречила исходным предпосылкам о линейности канала, скорости изменения его параметров и рассеяния во времени.

Нетрудно заметить, что все элементы входных цепей содержат линейные элементы с переменными параметрами (переменная реактивность в АПЧ, переменная проводимость в АРУ, ключи в расщепителе и квантователе); следовательно, линейность канала не нарушается.

Скорость изменения параметров принятого сигнала должна быть такой, чтобы на протяжении $T_ц$ (рис. 5.1) они могли бы считаться неизменными. На параметры сигнала во входных цепях оказывают влияние системы АПЧ и АРУ. Залогом их неискажающего влияния является то, что их действие направлено навстречу изменениям соответствующих параметров (частоты и амплитуды) сигнала, а мгновенный реверс направления изменения параметров канала практически невозможен. Лишь в редких случаях полного замирания амплитуды сигнала, когда, достигнув нуля, амплитуда с той же скоростью (при противоположной фазе) начинает увеличиваться, система АРУ оказывается «обманутой», и на протяжении нескольких миллисекунд, необходимых для заряда конденсатора сглаживающего фильтра в цепи обратной связи системы АРУ, коэффициент передачи усилителя АРУ будет завышенным.

После входных цепей квантованные компоненты сигнала расходятся по трем направлениям: по цепи синхронизации, цепи измерения и формирования, цепи обработки сигнала. Цепи формирования подготавливают вычитаемое и сомножитель для коррелятора вычислительного блока и не должны изменять масштаба сигнала.

5.4. БЛОК СИНХРОНИЗАЦИИ МОДЕМА

В соответствии с выводами § 4.1 задача синхронизации решается в два этапа:

1. Отыскание границ А—Б полной реакции канала на испытательный импульс и весьма инерционная подстройка блока управления под медленные изменения этих границ.

Блок управления подстраивается таким образом, чтобы границы А—Б оказались внутри интервала времени длительностью $4T$ («окна» изучения), жестко фиксированного относительно границ цикла. В процессе замираний амплитуд отдельных лучей, образующих полную реакцию $S(t)$, последняя всегда остается внутри интервала $4T$, хотя кажущиеся положения границ А и Б могут смещаться в сторону сближения. В «окне» изучения полная реакция, заданная в виде квантованных во времени компонент, дробится на четыре группы отсчетов по четыре, укладывающихся на интервале T каждая, и подается на блок измерения, содержащий восемь гребенчатых фильтров. В гребенчатых фильтрах производятся усреднение полной реакции (от цикла к циклу) и регенерация групп с периодом T для обработки с их участием рабочих посылок. После усреднения отклик канала $S(t)$, в значительной степени очищенный от помехи, является исходным материалом для второго этапа синхронизации.

2. Выбор оптимального начала отсчета для осуществления поэлементного приема с автовыбором на наилучшем интервале длительностью T либо выбор наилучшего из 16 отсчетов в данной компоненте, обеспечивающего оптимальный прием по одному отсчету.

При поэлементной обработке на интервале $4T$ второго этапа синхронизации не требуется; выбор лучшей части сигнала производится автоматически благодаря взвешиванию отдельных частей сигнала корреляционной схемой. Можно считать, что автовыбор является вырожденным случаем взвешивания, когда вес четырех (или одного) отсчетов отличен от нуля, а веса остальных отсчетов компоненты полной реакции равны нулю. Такое «клиппирование» весов несколько снижает общую помехозащищенность приема (подобно автовыбору при разнесенном приеме по сравнению с когерентным сло-

жением), однако резко упрощает реализацию оптимального приема и снижает погрешность вычислений.

Рассмотрим этапы синхронизации и соответствующие схемы в логической очередности.

Структурные признаки сигнала для синхронизации. Эти признаки хорошо просматриваются на осциллограмме рис. 5.42, на которой запечатлено семейство реализа-

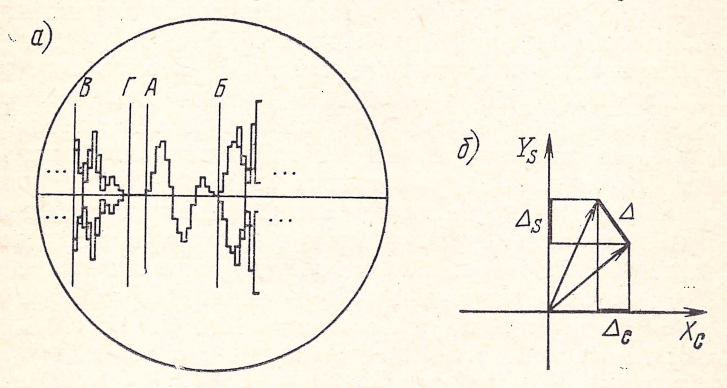


Рис. 5.42. Осциллограмма реализаций одной из компонент (*а*) и векторная диаграмма работы СГС (*б*)

ций одной из квантованных компонент при частоте развертки, точно соответствующей частоте цикла (50 Гц), но случайной фазе развертки. На участке АБ ($4T$) картина почти периодическая, медленно меняющаяся от цикла к циклу; она соответствует «окну» изучения канала. На участке Б—В ($24T$) действуют рабочие посылки со случайным характером манипуляции; на экране заметно наложение резко различающихся отсчетов. На участке ВГ ($3T$) существует только последействие последних трех посылок рабочего пакета. Участок ГА (T) — пассивный; если $S(t)$ полностью укладывается на интервале АБ, то на участке ГА $z(t)\equiv 0$. Таким образом, налицо два вполне надежных структурных признака, которые могут быть положены в основу первого этапа синхронизации:

1. Пассивный интервал ГА.

2. Периодичность сигнала на участке ГБ с периодом $T_ц$.

Для выяснения устойчивости этих признаков следует учесть маскирующее действие помех, а также возмож-

ность появления ложных признаков в других частях цикла.

Полагая среднее превышение сигнала над помехой достаточно большим, можно так построить схему выделения синхроимпульсов, чтобы они выдавались лишь в условиях надежного приема, тогда появление помехи ведет к пропаданию синхросигнала и подстройки блока управления не происходит. Так происходит защита циклового признака от действия помех.

На протяжении рабочего пакета Б—В появление периодических частей реализаций возможно, если в составе манипулирующего сигнала есть отрезки, периодически повторяющиеся через $T_ц$. Это возможно, например, при временно́м уплотнении системы СИИП, когда часть подканалов не использована. Простым средством борьбы с такой периодичностью в цикле является черезцикловое инвертирование манипулирующего сигнала на передаче с последующим обратным инвертированием на приеме. Разумеется, даже после этого на протяжении нескольких циклов возможно (хотя и с очень малой вероятностью) повторение одной и той же комбинации. При этом на протяжении цикла повторяемость будет обнаружена в двух местах: на участке ГБ и где-то внутри участка БГ. Для борьбы с ложными подстройками можно ввести правило: при появлении синхросигналов в двух частях цикла оба считаются ненадежными и исключаются так же, как при появлении аддитивной помехи.

Такого же правила можно придерживаться, если на протяжении цикла более чем в одном месте будет обнаружен пассивный участок $z(t) \equiv 0$, обусловленный интерференцией между символами.

Исключение ненадежных синхросигналов допустимо, конечно, лишь в том случае, когда частота оставшихся надежных сигналов достаточна для осуществления эффективной подстройки, компенсирующей максимально возможный уход фазы задающих генераторов манипуляции (тактовой частоты) на передаче и на приеме.

Если шаг подстройки $\Delta\tau = \frac{\Delta t}{20}$ $f_{зг} = 128$ кГц, а суммарная нестабильность частоты манипуляции, порождающая уход фазы, $\delta f_{зг} = 10^{-4}$, то уход фазы на $\Delta\tau$ произойдет за время

$$10^4 \Delta\tau = 500 \Delta t \approx 4T_ц.$$

Следовательно, при $\delta f_{зг}=10^{-4}$ в среднем достаточно производить подстройку один раз за четыре цикла, т. е. три синхросигнала из четырех могут быть исключены за ненадежностью. Повышая стабильность частоты на порядок и более (что достижимо с применением кварцевых резонаторов), можно сделать подстройку еще более редкой и ввести еще более строгий отбор синхросигналов.

Цикловые признаки могут быть использованы совместно или порознь. Возможны ситуации, когда один из признаков исчезает. Так, в одной из модификаций систем СИИП, когда, в отличие от рис. 5.1, испытательный импульс огражден не пассивными, а активными защитными интервалами, участок ГА перестает быть пассивным, и первый признак исчезает.

Выявление периодической части сигнала. Наблюдая осциллограмму типа рис. 5.42, оператор довольно четко может увидеть границы периодического (с медленно меняющейся структурой) участка ГБ. Он отличается от других участков цикла весьма малой дисперсией отсчетов; остальная область даже при постоянстве свойств канала в условиях полного заполнения участка ГБ ненулевыми отсчетами обнаруживает большое рассеяние. Каждый отсчет в средней части рабочего пакета может принять при случайной манипуляции $2^4=16$ различных значений, обусловленных суммой текущего и трех предыдущих откликов канала на информационные посылки, могущие принять два возможных состояния.

Подавая на задающий генератор блока управления команды на подстройку (вправо—влево), оператор может совместить на экране управляющий импульс «окна» с сигналом так, чтобы управляющий импульс охватил периодический ненулевой участок АБ. Случайные кратковременные появления периодических участков внутри рабочего пакета не смогут заставить оператора сменить решение относительно фактического расположения области АБ. Такое решение требует совпадения двух условий:

— пропадание периодичности на «привычном» месте экрана;

— возникновение периодичности на новом участке экрана, причем эти условия должны быть удостоверены довольно длительным наблюдением (не менее двух секунд, что соответствует 100 циклам). Совершенно ясно,

что указанные два условия могут совпасть лишь при действительной смене фазы цикла и не могут быть порождены помехой.

Учитывая эти вполне обоснованные моменты поведения гипотетического оператора, можно предложить следующий алгоритм выявления синхроимпульсов.

Восемь чувствительных элементов, «расставленных» по циклу через $4T$, периодически ($T_ц$) сверяют предыдущее и очередное значение измеряемого отсчета. Если разность по модулю мала (меньше некоторого порога), возникает сигнал «возможна периодичность», который подается на накопитель. На одном из восьми накопителей после нескольких десятков циклов (определяется емкость накопителя) появится наибольший результат. Если этот результат намного превышает остальные, он может считаться достоверным признаком того, что данный чувствительный элемент «опрашивает» отсчет, принадлежащий участку ГБ. Как только этот факт установлен, накопители очищаются, а все чувствительные элементы располагаются во времени рядом с тем, который оказался на участке ГБ, и процесс проверки периодичности продолжается. При этом не все восемь чувствительных элементов обязательно окажутся в области ГБ. При попадании части из них за ее пределы и отсутствии сигнала периодичности дается команда на подстройку фазы задающего генератора блока управления. При $\Delta\tau=\frac{\Delta t}{20}$ для компенсации наибольшего сдвига в $2T$ потребуется число этапов подстройки $\frac{2T}{\Delta\tau}=\frac{8\Delta t\cdot 20}{\Delta t}=160$, что при $T_ц=20$ мс займет 3,2 с. Итак, вхождение в синхронизм в начале сеанса занимает несколько секунд времени. Вхождение в синхронизм после перерыва связи, обусловленного поглощением (пропаданием) сигнала или всплеском помехи, не требует времени, так как в эти периоды подстройка отсутствует, а уход фазы ЗГ незначителен.

Структурная схема устройства выделения синхросигналов описанного типа показана на рис. 5.43. Ключи $Кл_1$—$Кл_8$ замыкаются раз в течение $T_ц$. На емкостях памяти C_1—C_8 откладывается напряжение отсчета.

Входное сопротивление ЧЭ должно быть близко к нулю, чтобы не препятствовать протеканию токов перезаряда по конденсаторам. Постоянная заряда (при замк-

нутом ключе) должна быть в (4—5) раз меньше Δt, а постоянная разряда (при разомкнутом ключе) должна быть в 50—100 раз больше $T_ц$. Если два отсчета, отстоящие на $T_ц$, одинаковы (с точностью до помехи и флуктуаций свойств канала), то при втором замыкании ключа через конденсатор почти не протекает ток. Чувстви-

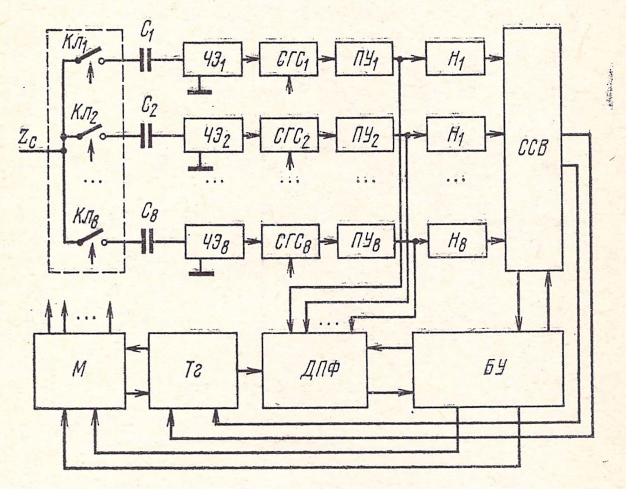


Рис. 5.43. Структурная схема блока тактовой синхронизации:

Кл — ключ; ЧЭ — чувствительные элементы; СГС — схемы геометрического сложения; ПУ — пороговое устройство; Н — накопитель; ССВ — схема сравнения и выбора; БУ — блок управления; ДПФ — блок дискретной подстройки фазы; Тг — триггер управления; М — матрица управления ключами

тельный элемент устроен так, что импульс на его выходе пропорционален разности напряжений Δ_x первого и второго отсчетов. Схема СГС геометрически складывает разности напряжений по обеим ветвям обработки сигнала. На рис. 5.42*б* по осям X и Y отложены по два отсчета компонент; геометрическая сумма их разностей Δ_x и Δ_y $\Delta=\sqrt{\Delta^2_x+\Delta^2_y}$. На вторые входы СГС$_i$ подаются сигналы с выходов ЧЭ другой квадратурной ветви, не показанных на рис. 5.43. Таким образом, СГС вычисляет модуль векторной разности комплексных отсчетов принятого сигнала, разделенных временем $T_ц$. Возможны ситуации, когда разность отсчетов по одной из компонент близка к нулю, а по другой велика. Тогда и их геометрическая сумма велика. На участке же ГБ близки к нулю обе разности, а вместе с ними и Δ.

Пороговое устройство выдает импульс каждый раз, когда Δ превышает установленное значение порога, подбираемое с учетом масштаба сигнала и ожидаемого уровня помех.

На рис. 5.44 представлен вариант принципиальной схемы, объединяющей три первых элемента одной из

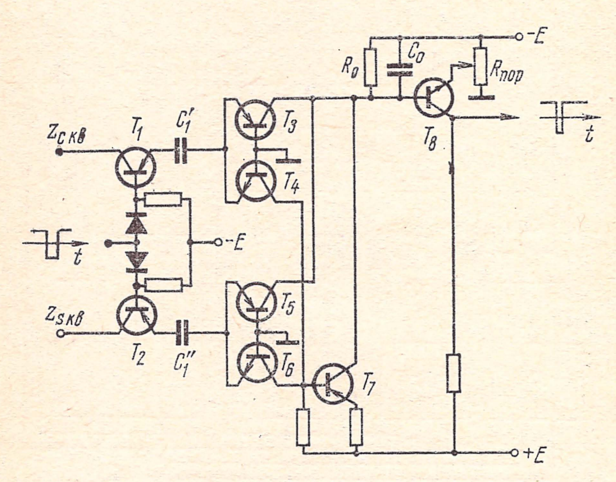


Рис. 5.44. Принципиальная схема одной из восьми ветвей блока синхронизации

восьми групп блоков рис. 5.43, три аналогичных элемента из другой квадратурной ветви, СГС и ПУ.

Транзисторы T_1 и T_2 являются электронными ключами, передающими на левые обкладки конденсаторов C'_1 и C''_1 отсчеты компонент $X_{кв}$ и $Y_{кв}$. Пары T_3—T_4, T_5—T_6 — два чувствительных элемента; их объединение с T_7 дает СГС; пороговое устройство собрано на T_8. Величина порога устанавливается с помощью $R_{пор}$; в верхнем положении движка потенциометра пороговое напряжение равно нулю.

Следует особо остановиться на роли цепи R_0C_0. Ее постоянная времени выбирается в 4—5 раз меньше $T_ц$, но гораздо больше Δt так, чтобы на протяжении Δt она вела себя как интегрирующая цепь, но к следующему замыканию ключей полностью очистилась от заряда. Разность Δ_x вызывает в конденсаторе и эмиттерных цепях T_3—T_4 импульс тока, форма которого в значительной

степени определяется нелинейностью ключа и эмиттерных цепей T_3—T_4. Однако интеграл от этого импульса тока жестко связан с Δ_x:

$$\int\limits_{\Delta t} i_{C_1}\, dt = \Delta q = \Delta_x C_1'. \qquad (5.1)$$

Этот импульс тока «подхватывается» коллекторной цепью (T_3 или T_4) и, протекая через C_0 (прямо или через инвертор на T_7), создает на C_0 однополярный импульс напряжения амплитудой

$$u'_{C_0} = \frac{1}{C_0}\int\limits_{\Delta t} i_{C_0}\, dt = \frac{1}{C_0}\int\limits_{\Delta t} \alpha\, |\, i_{C_1}|\, dt = \frac{1}{C_0}\,\alpha\, |\,\Delta_x\,|\; C_1', \qquad (5.2)$$

пропорциональной $|\Delta_x|$, несмотря на нелинейность. Здесь $\alpha \approx 1$ — коэффициент передачи транзистора по току в схеме с ОБ.

Аналогичное действие оказывает нижняя часть схемы рис. 5.44. Суммарное действие токов, протекающих через C_0, создает на нем импульс амплитудой

$$u_{C_0} = \alpha\,\frac{C_1}{C_0}\,(|\,\Delta_x\,| + |\,\Delta_y\,|). \qquad (5.3)$$

Выражение, стоящее в скобках (5.3), удовлетворительно аппроксимирует требуемое геометрическое сложение.

Назначение прочих элементов схемы рис. 5.43 можно объяснить без привлечения принципиальных схем. Накопитель может быть дискретного действия (счетчик) либо непрерывного (конденсатор с зарядной и разрядной цепями). Схема сравнения и выбора является последним аналоговым блоком; она выполняет логическую функцию выбора наибольшего из результатов накопления по достижении им определенного значения и выдачи в этот момент импульса на БУ и на Тг. Блок управления в этот момент сбрасывается и начинает счет (распределение импульсов управления) с нуля, что соответствует точке А. Триггер управления переходит в новое состояние, которое перестраивает команды, формируемые в матрице управления ключами М; с этого момента ключи замыкаются в иные моменты времени: первые четыре на участке ГА, а вторые четыре в конце участка АБ. Кроме того, Тг разрешает работу ДПФ. С выходов ПУ импульсы поступают в ДПФ: первые

четыре объединены и требуют подстройки фазы БУ вправо (в сторону отставания); а вторые четыре требуют подстройки фазы БУ влево (опережение). Схема ДПФ аналогична известным из литературы [6].

Устройство автовыбора наилучшего отсчета. Если первый этап синхронизации — нахождение периодической части сигнала и инерционная подстройка БУ — является общим для обеих компонент, то автовыбор производится раздельно по компонентам.

В задачу блока автовыбора входит поиск лучшего отсчета на основании анализа реакции на испытательный импульс. Эта схема должна в промежуток времени, равный $4T$ (на протяжении испытательного импульса и защитного интервала), отыскать наилучший отсчет из 16 и выдать команду на выбор в течение рабочего пакета. С каждым новым циклом команда на автовыбор обновляется. С точки зрения обеспечения максимальной помехоустойчивости (§ 2.4) наилучшим считается отсчет, у которого

$$\mathrm{Max}_k \left[|G_k| - \sum_{m=1}^{3} |G_{k-4m}| \right], \tag{5.4}$$

где $k=1, 2, 3, \ldots, 16$ — отсчеты на интервале изучения; $|G_k|$ — модуль k-го отсчета на интервале изучения.

Блок автовыбора можно разбить на 4 части (рис. 5.45*а*):

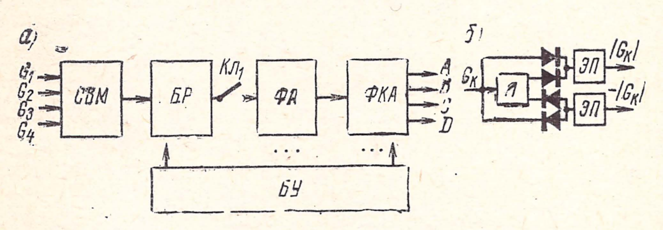


Рис. 5.45. Структурная схема автовыбора для одной компоненты

схема взятия модуля (СВМ); блок решения (БР); фиксатор автовыбора (ФА); формирователь команд автовыбора (ФКА).

В соответствии с алгоритмом (5.4) в блоке решения должны производиться следующие вычисления:

а) вычислить разницу всех модулей, отстоящих друг от друга на T:

$$\left.\begin{array}{l} |G_k| \\ |G_{k+4}| - |G_k| \\ |G_{k+8}| - |G_{k+4}| - |G_k| \\ |G_{k+12}| - |G_{k+8}| - |G_{k+4}| - |G_k| \end{array}\right\}, \qquad (5.5)$$

где $k=1, 2, 3, 4$ — отсчеты в одном элементе реакции G;

б) полученные значения нужно сравнить на максимум между собой при каждом k и из всех этих значений выбрать максимум максиморум.

Результаты вычисления подаются через ключ K_1, открытый только на протяжении «окна», на фиксатор автовыбора. Фиксатор автовыбора формирует импульс, соответствующий во времени лучшему отсчету. В задачу формирователя команд автовыбора входит регенерация этого импульса через T. Эта последовательность импульсов поступает на первый из четырех выходов блока автовыбора в зависимости от того, в каком из элементов реакции G_1—G_4 был выбран наилучший отсчет. Если наилучший отсчет оказался в G_1, то эта последовательность импульсов появится на выходе A, если в G_2, то на B, если в G_3, то на C и, наконец, если в G_4, то на D.

Рассмотрим особенности инженерного решения поставленной задачи. В соответствии с алгоритмом (5.4) требуется брать модуль от аналоговой величины, а потом производить операцию вычитания. Заменим вычитание суммированием; тогда надо иметь значения — $|G_k|$..., т. е. «антимодуль» величин G_k...

Структурная схема вычисления модуля и «антимодуля» дана на рис. 5.45*б*. На вход схемы поступает один из элементов реакции. Если реакция будет иметь напряжение положительной полярности, то оно приложится через диод к эмиттерному повторителю (ЭП) и к инвертору (И). Напряжение на выходе инвертора будет иметь такую же форму, но с обратным знаком. На выходе ЭП$_1$ всегда получается «модуль» $|G_k|$, а на выходе ЭП$_2$ — «антимодуль». Чтобы схема работала правильно, инвертор должен удовлетворять условиям линейности:

а) осуществить жесткую привязку выходного сигнала к нулевому потенциалу;

б) иметь коэффициент передачи, равный единице.

Первая задача решена включением в цепь нагрузки

«отвязанного» от земли источника, который компенсирует коллекторный потенциал в режиме покоя и тем самым предотвращает протекание тока через нагрузку в отсутствие сигнала. Коэффициент усиления, равный единице, устанавливается с помощью отрицательной обратной связи. Глубокая отрицательная обратная связь стабилизирует все параметры усилителя постоянного тока в широком интервале температур.

Схема блока решения приведена на рис. 5.46. Ключи 1—7 служат для того, чтобы подать на суммирующий

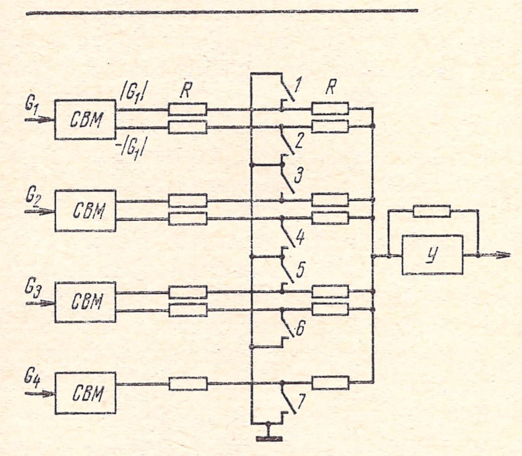


Рис. 5.46. Функциональная схема датчика автовыбора

усилитель модуль или «антимодуль» от разных элементов реакции. На выходе суммирующего усилителя результаты вычисления следуют в реальном времени. После решающего устройства в соответствии с алгоритмом (5.4) мы должны исследовать полученное значение на экстремум. Принципиальная схема устройства, способного выполнять эти функции, представлена на рис. 5.47.

Работа схемы основана на том, что при поступлении на базу транзистора потенциала, большего, чем на емкости, транзистор открывается. Через открытый транзистор от источника $+E$ через R протекает ток заряда

емкости. Этот ток будет течь до тех пор, пока потенциал на емкости не станет равным потенциалу базы. Емкость и сопротивление должны выбираться с таким расчетом, чтобы за время Δt емкость успевала зарядиться при максимально возможном перепаде напряжений. На коллекторе транзистора в момент протекания тока появляется импульс, временное положение которого зависит от времени наилучшего отсчета. Этот импульс подвергается формированию. Последний импульс соответствует искомому моменту автовыбора. Сформированный импульс подается на ключи, связанные с цепями запуска триггеров (рис. 5.48).

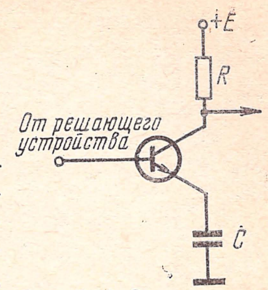


Рис. 5.47. Элемент индикации максимума (минимума)

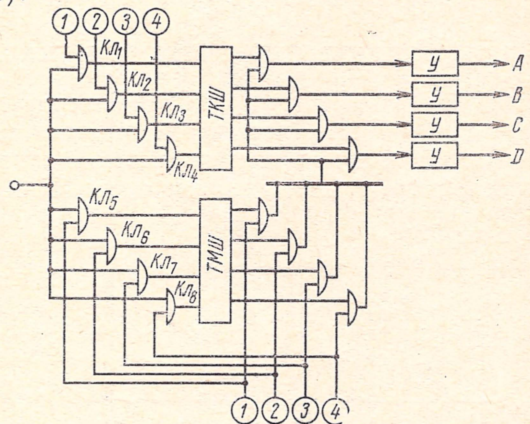


Рис. 5.48. Схема фиксатора и формирователя команд автовыбора

Ключи 1—4 поочередно замыкаются на время T. Импульс от формирователя будет соответствовать тому или другому моменту времени T, т. е. лучшей выборке одной из четырех реакций G_1—G_4. Следовательно, на одном из плеч триггера крупного шага (ТКШ) будет потенциал, разрешающий для схемы И. Триггер «мелкого шага» (ТМШ) работает по тому же принципу, но ключи $5 \div 8$ замыкаются поочередно на время $\Delta t = \frac{T}{4}$

и определяют более точно момент наилучшего отсчета внутри одной из реакций G_1—G_4. В зависимости от того, какое из плеч триггера мелкого шага сработает, т. е. от положения наилучшего отсчета внутри реакции, через одну из схем и будет проходить периодическая последовательность импульсов от блока управления (БУ). Разводка импульсов сделана так, что временнóе положение этих импульсов соответствует наилучшему отсчету. Один из четырех импульсов пройдет на один из выходов схемы *A, B, C, D*. Таким образом, на одном из четырех выходов блока автовыбора появляются импульсы, говорящие о том, что лучший отсчет находится в этом периоде элемента реакции. Триггеры мелкого и крупного шага выполнены по одной и той же схеме на четырех транзисторах с обратной связью. При появлении на одном из четырех входов триггера импульса происходит сброс предыдущего состояния.

5.5. БЛОК ИЗМЕРЕНИЯ РЕАКЦИИ КАНАЛА

Блок измерения (БИ) по каждой компоненте представляет собой четыре параметрических гребенчатых фильтра (ПГФ), содержащих по четыре конденсатора и пять ключей (рис. 5.49, показан один ПГФ). Ключи

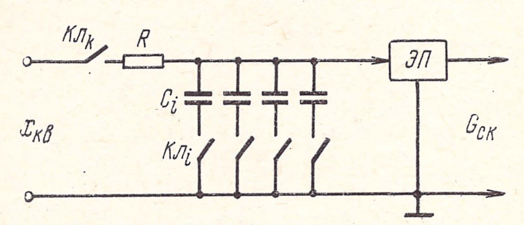


Рис. 5.49. Функциональная схема параметрического гребенчатого фильтра

Кл$_i$ замыкаются поочередно, без «перекрытия», каждый на время Δt; таким образом, за время T завершается период замыканий и размыканий любого из них. Ключ Кл$_k$ замыкается один раз за цикл на время T в течение соответствующей части полной реакции $S(t)$; $i=1, 2, 3, 4$; $k=1, 2, 3, 4$.

На рис. 5.50 показаны управляющие импульсы для ключей Кл$_k$ и Кл$_i$. Отрицательные части этих импульсов соответствуют отпиранию ключей.

При замыкании $Кл_k$ сопротивление R участвует в работе фильтра; при его размыкании не участвует. Следовательно, во время его замыкания происходит усредне-

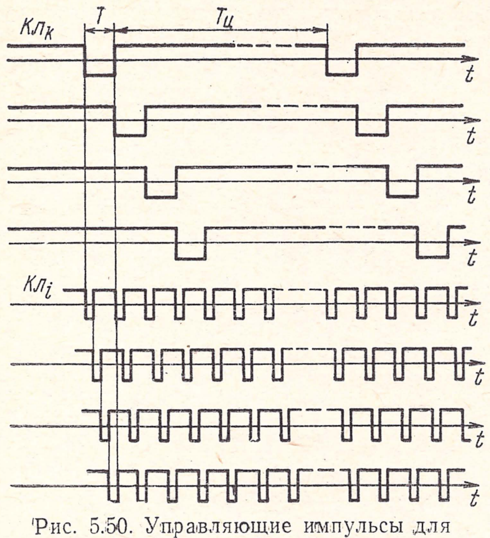


Рис. 5.50. Управляющие импульсы для ПГФ

ние (уточнение отсчетов на конденсаторах), а во время размыкания — регенерация с почти бесконечной добротностью (фильтр «звенит»).

Эмиттерный повторитель (ЭП) обеспечивает развязку высокоомной цепи ПГФ с нагрузками.

На рис. 5.51 показаны пример реализации квантованной компоненты $X(t)$ и соответствующие регенерированные последовательности $G_{x\,кв}$.

На рисунке видно, что даже если в составе $X(t)$ отсутствует постоянная составляющая, то в составе $G_{x\,кв}$ она появляется как продукт дробления сигнала во времени.

Заземление ключей в схеме 5.49 благоприятно сказывается на качестве коммутации; управляющие токи замыкаются на общий провод и могут быть применены простые ключи.

Следует отдельно рассмотреть структуру БИ для случая, когда испытательный импульс отделен от рабочих посылок активными промежутками («чистая» ФТ). В этом случае на протяжении участка измерения АБ

(рис. 5.42*а*) присутствуют не только элементы полной реакции $S(t)$, но и продукты последействия от трех предыдущих посылок. Считая полярность испытательного импульса соответствующей информационному знаку +1, а

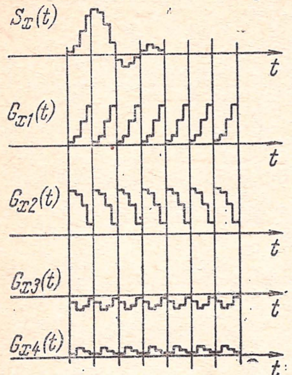


Рис. 5.51. Реализация одной компоненты реакции канала и ее элементов

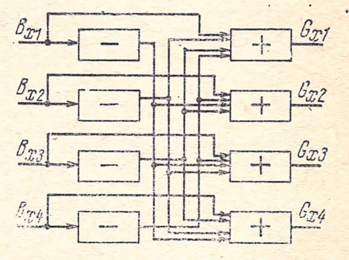


Рис. 5.52. Приставка к блоку измерения при отсутствии пассивных защитных интервалов

соседних посылок справа и слева —1, мы вместо чистого элемента $G_{x1}(t)$ получим $B_{x1}(t)$:

$$\left.\begin{aligned} B_{x1} &= G_{x1} - G_{x2} - G_{x3} - G_{x4} \quad \text{далее} \\ B_{x2} &= -G_{x1} + G_{x2} - G_{x3} - G_{x4} \\ B_{x3} &= -G_{x1} - G_{x2} + G_{x3} - G_{x4} \\ B_{x4} &= -G_{x1} - G_{x2} - G_{x3} + G_{x4} \end{aligned}\right\}. \qquad (5.6)$$

Из совокупности найденных B_{xk} нетрудно найти G_{xk}:

$$G_{x1} = \frac{B_{x1} - B_{x2} - B_{x3} - B_{x4}}{4},$$

а в общем виде

$$G_{xk} = \frac{B_{xk} - \sum\limits_{\substack{l=1 \\ l\neq k}}^{4} B_{xl}}{4}. \qquad (5.7)$$

Таким образом, подавая на БИ компоненту сигнала «чистой» ФТ и получая вместо G_{xk} B_{xk}, необходимо для отыскания требуемых G_{xk} осуществить линейную комбинацию найденных B_{xk}. Эта операция осуществляется схемой рис. 5.52. Здесь «—» — инверторы; «+» — сумматоры, осуществляющие алгебраическое сложение по вышеприведенным формулам, с учетом знаменателя 4.

Оказывается, роль такого сумматора выполняет резистивная схема (рис. 5.53). В самом деле, рассмотрим вклад в общий отклик одного из воздействий (B_{x1}):

$$(u_{\text{вых}})_1 = \frac{B_{x1}}{R + \frac{R}{3}} \frac{R}{3} = \frac{B_{x1}}{4}.$$

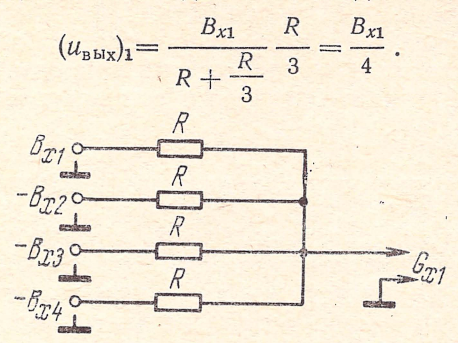


Рис. 5.53. Резисторная матрица

По принципу суперпозиции

$$(u_{\text{вых}})_\Sigma = \frac{B_{x1} - B_{x2} - B_{x3} - B_{x4}}{4}.$$

Для неискаженной работы сумматора по рис. 5.53 сопротивление его нагрузки должно быть на два порядка выше, чем $\frac{R}{4}$.

Если БИ измеряет параметры сигнала по рабочим посылкам (система без испытательного импульса), то входной ключ теряет свое значение, так как на вход БИ непрерывно, в каждом T поступает реализация G_{xk}; усреднение и регенерация в ПГФ происходят с одной и той же инерционностью (добротностью) фильтра, определяемой постоянной времени $\tau_\text{ф} = R\sum_i C_i = 4RC$; ее оптимальный выбор производится в соответствии с § 4.3. Частным случаем алгоритма восстановления G_{xk} по B_{xk} является работа с тональным сигналом, не содержащим постоянной составляющей. Для этого случая

$$\sum_{l=4}^{4} B_{xl} = 0 \tag{5.8}$$

и вместо (5.7) имеем

$$G_{xk} = \frac{2B_{xk} - \sum_{l=1}^{4} B_{xl}}{4} = \frac{B_{xl}}{2}. \tag{5.9}$$

Найденное соотношение существенно упрощает блок измерения при активных защитных промежутках, сводя задачу линейной комбинации к простому изменению масштаба элемента B_{xk} в два раза.

Соотношение (5.9) сохраняется при любой величине рассеяния в канале и имеет своей природой известное соотношение амплитуд боковых составляющих у АТ и ФТ сигналов.

5.6. БЛОК ФОРМИРОВАНИЯ СОМНОЖИТЕЛЕЙ

В задачу БФ входит выбор из компоненты полной реакции канала опорного отсчета, момент которого $\tau_{опт}$ указан блоком автовыбора; задержка соответствующей компоненты на время, дополняющее $\tau_{опт}$ до $4T$; выбор отсчетов вычитаемого, отстоящих от $\tau_{опт}$ на T, $2T$, $3T$, и вычитание их с соответствующим знаком из задержанного сигнала. Знак, с которым берется вычитаемое, определяется информационным знаком посылки, предшест-

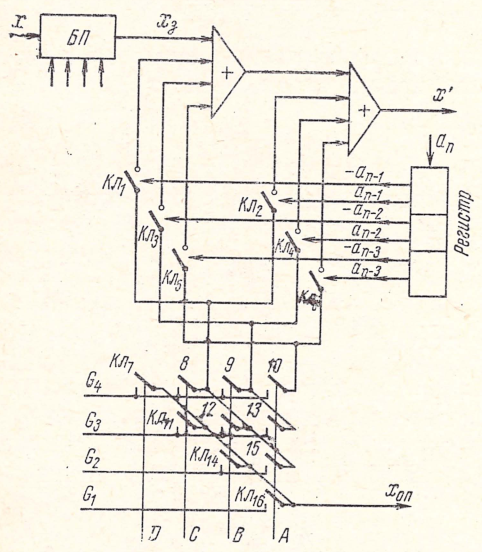


Рис. 5.54. Функциональная схема вычислительного блока

вовавшей анализируемой за T, $2T$ и $3T$ соответственно. Эти знаки хранятся в выходном регистре вычислительного блока (рис. 5.54) и выдаются в виде уровней на-

пряжения, управляющих ключами Кл$_1$—Кл$_6$, через которые на входы инвертирующих сумматоров поступают элементы вычитаемого, причем Кл$_1$ замыкается при $a_{n-1} = -1$, Кл$_2$ — при $a_{n-1} = +1$ и т. д.

Отсчеты вычитаемого выбираются из регенерированных в блоке измерения элементов полной реакции канала G_1—G_4 с помощью ключей Кл$_7$—Кл$_{16}$, управляемых импульсами A—D с выхода формирователя команд автовыбора. Эти же импульсы управляют задержкой в блоке памяти (БП) и выбором оптимального отсчета компоненты (x).

Таким образом, на выходе блока формирования одновременно действуют отсчеты разностного сигнала x', выбранные на основе решения об оптимальном времени $\tau_{опт}$, и отсчеты опорного сигнала $X_{оп}$, выбранные с тем же $\tau_{опт}$, из компоненты полной реакции. Время $\tau_{опт}$ может быть различным по компонентам, но на выходе блока формирования ритм обработки сигнала выравнивается вследствие действия блока переменной задержки (памяти) (БП).

5.7. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ БЛОК

После того как подготовлены сомножители, на долю собственно вычислительного блока остаются операции перемножения, сложения произведений по квадратурным ветвям и ветвям разнесения, определение знака полученного результата и запоминание этого знака.

Структурная схема вычислительного блока представлена на рис. 5.55. Единственным управляющим сигналом

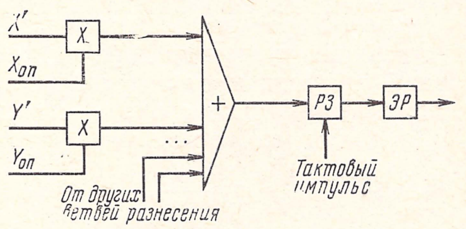


Рис. 5.55. Вычислительный блок

в схеме является тактовый импульс, отмечающий момент определения знака суммы. Поскольку вслед за перемножителями включен сумматор, удобно получить

произведение в токовом масштабе; сложить токи можно простым соединением проводов.

На рис. 5.56 показана функциональная схема перемножителя (с сумматором), выполненного на нелиней-

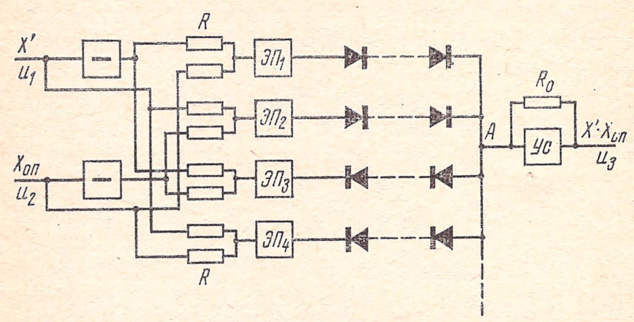


Рис. 5.56. Функциональная схема аналогового перемножителя в четырех квадрантах

ных элементах с квадратичной вольтамперной характеристикой $i=au^2$.

Одинаковые резисторы R, включенные до эмиттерных повторителей, образуют «полусумматоры», на выходах которых (сверху вниз) образуются полусуммы прямых и инвертированных сомножителей:

$$\frac{u_2-u_1}{2};\quad \frac{u_1-u_2}{2};\quad \frac{-u_1-u_2}{2};\quad \frac{u_1+u_2}{2}.$$

С выходов повторителей эти полусуммы поступают на диодные столбы, закороченные на низкое входное сопротивление операционного усилителя с параллельной обратной связью.

Одновременно отперта лишь пара диодных столбов: один из двух верхних и один из двух нижних в зависимости от знака разности и суммы напряжений u_1 и u_2. Токи в столбах квадратично связаны со входными напряжениями, и общий ток в точке A

$$i=a\left(\frac{u_2-u_1}{2}\right)^2-a\left(\frac{u_1+u_2}{2}\right)^2=-au_1u_2.$$

Входное напряжение в операционном усилителе связано со входным током соотношением $u_3=-R_0 i=aR_0u_1u_2$. Таким образом, если сомножители заданы в форме напряжения, то устройство по рис. 5.56 осуществляет перемножение, причем произведение получается в масшта-

бе, отличающемся от произведения масштабов сомножителей в aR_0 раз. Перемножение осуществляется в четырех квадрантах.

В точке A могут суммироваться выходные токи перемножителя другой квадратурной компоненты и токи перемножителей других ветвей разнесения.

На рис. 5.57 показано устройство, выполняющее функции различения знака и представляющее собой усилитель-ограничитель с резкой нелинейностью входного

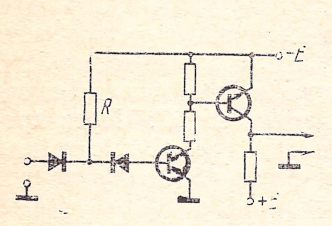


Рис. 5.57. Схема различителя знака с ограничителем тока

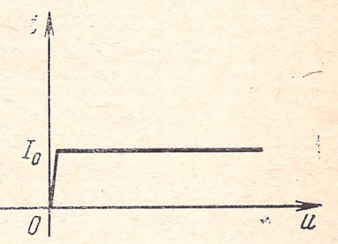


Рис. 5.58. Вольтамперная характеристика ограничителя тока

сопротивления. Различитель знака работает в широком диапазоне входных напряжений и должен во всем диапазоне обеспечивать четкое определение знака входного напряжения. При малом входном уровне для этого должно обеспечиваться малое входное сопротивление. При большом входном уровне во избежание шунтирования предыдущего каскада входное сопротивление должно быть большим. Входная характеристика различителя, удовлетворяющая этому условию, показана на рис. 5.58. Начальный (крутой) ее участок обеспечивается отпертыми диодами и переходом эмиттер—база. Максимальное значение входного тока I_0 устанавливается выбором величины R (рис. 5.57).

Совершенно по-иному строится вычислительный блок в случае обработки сигнала в «целом» с поэлементным принятием решения (п. 6, § 2.3). Корреляционная обработка затруднена при этом из-за того, что энергия всех 2^{B+1} реализаций сигнала (или компонент сигнала) различна, вследствие чего, помимо самих вариантов реализации, должны быть правильно сформированы пороговые значения $\frac{1}{2}E_i$. Поэтому разумно перейти здесь к

тождественной нелинейной обработке и регистрировать на интервале $T_а$ тот сложный сигнал $s'_i(t)$, который удовлетворяет системе неравенств:

$$\mathrm{Min}_i \left\{ \int_0^{T_а} [z(t) - s'_i(t)]^2 dt \right\}. \quad (5.10)$$

С учетом замечаний, сделанных в § 2.3, структура вычислительного блока, реализующего алгоритм (5.10), представляется следующей.

Сигнал каждой компоненты, разбитый на отсчеты (по одному за T), поступает на блок задержки (БЗ), с которого одновременно снимаются $B+1$ отсчетов, существовавших со сдвигом во времени на kT. Через время T отсчеты скачком переместятся в следующие ячейки БЗ, причем в $(B+1)$-й ячейке самый «старый» отсчет окажется стертым, а первую ячейку заполнит очередной, текущий отсчет сигнала (компоненты). Совмещенные во времени $B+1$ отсчетов сигнала остаются неизменными на протяжении времени T. За это время должен быть осуществлен перебор всех 2^{B+1} вариантов ожидаемого сигнала $s'_i(t)$ и найдены суммы (заменяющие интегралы) от квадратов разностей соответствующих отсчетов $z(t)$ и $s'_i(t)$. Каждый l-й отсчет $s'_i(t)$ формируется по правилу:

$$s'_{il} = a_{n+B+1-l}\, g_1 + a_{n+B-l}\, g_2 + \ . \ . \ . + a_{n+1-l}\, g_{B+1} . \quad (5.11)$$

$(B+1$ слагаемых$)$

Здесь $a_n = \pm 1$ — знак первого символа i-й комбинации, о котором в результате анализа будет принято решение; $a_m (m > n)$ — знаки последующих символов i-й комбинации, участвующие лишь в процессе перебора; $a_m (m < n)$ — знаки предыдущих символов, считающиеся твердо установленными в результате предыдущих этапов обработки и снимаемые с выходного регистра; g_k — отсчеты полной реакции канала на испытательный импульс.

Суммарные отсчеты вида $z(t) - s'(t)$ поступают в общую схему геометрического сложения, осуществляющую возведение в квадрат и сложение входных величин. Далее в соответствии с (5.10) должен быть зарегистрирован минимум и зафиксирован тот знак a_n, который (в процессе перебора) участвовал в формировании $s'(t)$,

обеспечившего этот минимум, т. е. наиболее правдоподобный (при одномодальном и симметричном распределении помехи) знак a_n.

Перечисленные операции могут быть выполнены на основе известных дискретно-аналоговых логических элементов.

5.8. ВЫХОДНОЕ УСТРОЙСТВО ПРИЕМНОЙ ЧАСТИ МОДЕМА

Выходное устройство (ВУ) решает задачу, обратную по отношению к устройству ввода (УВ) на передаче (§ 5.2). Различные варианты схем ВУ показаны на рис. 5.59—5.62.

Единый скоростной источник с номинальной производительности 1200 (2400) бит/с. При этом на передаче либо модем синхронизируется от источника, либо источник от модема. В обоих случаях на приеме синхронизация направлена от модема к получателю, и в задачу ВУ входит исключение испытательного импульса и трансформация скорости манипуляции 1600—1200 Бод. Вариант ВУ по рис. 5.59 работает аналогично УВ по рис. 5.5; управление распределителями записи и считывания производится от блока управления приемной части. Распределитель записи синхронно расписывает рабочие посылки в 24 ячейки в соответствии с их порядковыми номерами. Посылки испытательной комбинации никуда не записываются и тем самым исключаются. Считывание производится без перерыва, с отставанием у первой ячейки памяти на $t_{з\,мин}$ (рис. 5.7), а у 24-й — на $t_{з\,макс}$ порядка 5 мс.

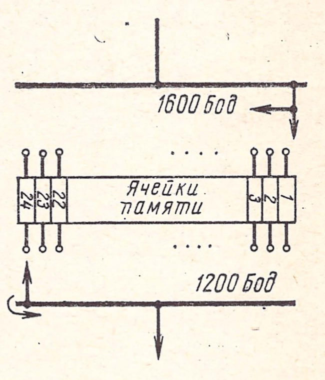


Рис. 5.59. Устройство ввода (1-й вариант)

По типу этого трансформатора скорости может быть построено ВУ при скорости источника, меньшей 1200, но кратной 50 Бодам. При этом аналогично рис. 5.10 часть ячеек памяти «обслуживает» основной канал, а остальные могут использоваться для дополнительного канала.

Менее универсальным, но более простым в реализационном отношении является вариант ВУ по рис. 5.60. Основной элемент схемы — регистр — содержит, в отличие от УВ по рис. 5.6, восемь ячеек. В этот момент, когда все восемь ячеек регистра заполняются посылками испытательной комбинации, происходит перескок считывающего ключа с самого правого на самый левый отвод. Тем самым испытательная комбинация исключается. По мере расхождения фаз записывающих и считывающих импульсов этот ключ с частотой 400 Гц переключается слева направо (рис. 5.9).

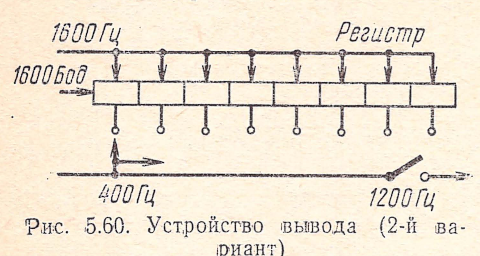


Рис. 5.60. Устройство вывода (2-й вариант)

Несколько получателей с независимыми от модема тактовыми частотами. Здесь, так же, как и в § 5.2, рассмотрим случай номинально равных скоростей передачи (например, 5×200′ Бод). Структурная схема аппаратуры сопряжения для этого случая показана на рис. 5.61.

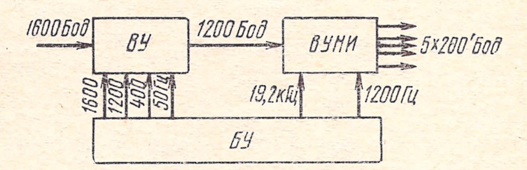


Рис. 5.61. Структурная схема устройства вывода в случае независимых получателей

Здесь ВУНИ — выводное устройство независимых источников, построенное по схеме рис. 5.62. Устройство временно́го разделения (УВР) разбивает общий информационный поток на пять синхронных потоков по 240 Бод. Трансформатор скорости в каждом подканале отделяет информационные импульсы 200 Бод от корректирующих, поступающих со скоростью 40 Бод. Устройство записи-считывания (УЗС) осуществляет синхронную запись со скоростью 200 Бод, а считывание — со скоростью 200′ Бод, определяемой блоком коррекции (БК) на основе подстройки по корректирующим комбинациям в

40-бодном канале. Аналогично ФКК на передаче (рис. 5.13) БК обеспечивает два режима работы ВУНИ:

1. Компенсация расхождений фазы записи и считывания путем использования переменной задержки в регистре УЗС.

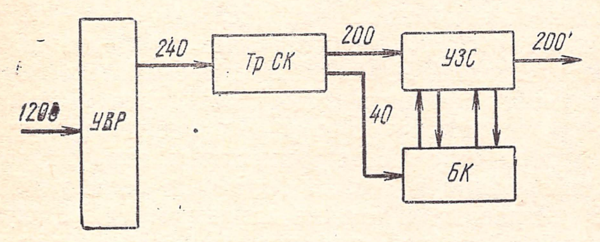


Рис. 5.62. Структурная схема одного канала ВУНИ

2. Быстрая коррекция (добавление или вычитание информационной посылки по командам коррекции).

Импульсы считывания с частотой 200′ формируются в БК с помощью делителя с дискретной подстройкой фазы, причем направление подстройки таково, что считывание в УЗС производится со средней ячейки регистра.

Выводы

1. Идея построения оптимального приемника коротких посылок в условиях значительной межсимвольной интерференции и селективных замираний на основе зондирования канала и адаптации нашла свое воплощение в простом модеме СИИП, рассчитанном на скорости 1200 и 2400 бит/с. Модем проявил работоспособность при факторе рассеяния до $2\cdot10^{-2}$ ($\Delta f\approx10$ Гц; $\Delta\tau\approx2$ мс).

2. Модем СИИП удобнее всего сопрягается с единым скоростным источником; однако несложные приставки на передаче и приеме позволяют использовать его и с независимыми несинхронизированными источниками с равными номиналами скоростей.

3. Модем СИИП может использоваться как в однополосном радиоканале, так и в радиотелеграфном канале с передатчиками в пиковом режиме. В первом случае неизбежно дополнительное временнóе рассеяние сигнала (за счет ограниченности полосы тонального радиотракта), на компенсацию которого тратится часть исправляющей способности приемника. Эту постоянную часть линейных искажений полезно скорректировать обычными методами, с тем, чтобы случайная, быстроменяющаяся часть искажений, вносимая радиолинией, осталась на долю адаптивного модема.

4. У читателей книги не должно создаться впечатления, что все проблемы, связанные с внедрением последовательных скоростных модемов на магистральных линиях кв уже нашли свое инженерное решение. По-видимому, предстоит еще проделать много работы, прежде чем это направление утвердится на практике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Завершая эту небольшую книгу, авторам трудно отделаться от мысли о незаконченности проделанной работы. Целый ряд теоретических и инженерных проблем остался неосвещенным. Пока писалась книга, перед авторами раскрывались необозримые горизонты дальнейших исследований. Избранная тема оказалась почти неисчерпаемой, но где-то надо было ставить точку. Мы старались сделать это так, чтобы подчеркнуть главную мысль: разработка новых радиосхем в аппаратуре передачи информации не может опираться только на инженерную интуицию, а должна основываться на глубоком изучении свойств используемого канала связи и достижениях теории передачи сигналов, помогающей выбрать оптимальную форму сигнала и оптимальный способ его обработки.

С особой остротой эта мысль проявляется при использовании канала с рассеянием во времени (с памятью), когда обнаруживается рельефный водораздел между двумя подходами к разработке специализированных модемов, которые можно охарактеризовать как «сигнальный» и «информационный».

«Сигнальный» подход состоит в стремлении во что бы то ни стало сохранить форму сигнала. Если канал вносит искажения, то в качестве оптимальной предлагается наименее подверженная искажению форма — отрезок синусоиды значительной длительности. Набор таких отрезков образует многочастотный групповой сигнал параллельной системы связи.

«Информационный» подход требует такой компоновки группового сигнала, при которой никакие линейные искажения в канале (за исключением полного поглощения всех составляющих сигнала) не приводят к уменьшению энергетической базы принимаемого сигнала ниже теоретически возможной, т. е. к пропаданию различия между некоторыми реализациями сигнала и, как следствие, резкому ухудшению помехоустойчивости приема этих реализаций. Этот подход приводит к другому крайнему решению — применению коротких посылок сигнала, последовательность которых образует одночастотный групповой сигнал. Уже не только теоретически, но и многочисленными испытаниями доказаны преимущества последовательного метода передачи. Разумеется, форма

сигнала на приеме искажается, и для демодуляции необходимо изучение параметров этого сигнала. Но здесь снова проявляется достоинство метода: изучение позволяет применить оптимальный когерентный прием!

Однако часть сторонников последовательного метода передачи, проявив информационный подход к выбору формы сигнала, при выборе способа его обработки возвращается на сигнальные позиции, утверждая, что оптимальный приемник должен, прежде всего, восстановить исходную форму сигнала. Так появились трансверсальные фильтры, минимизирующие среднеквадратичную ошибку восстановления сигнала, которые в некоторых практических ситуациях далеки от оптимальности. Нет нужды доказывать, что искаженная форма сигнала не препятствует выявлению содержащегося в нем сообщения и что оптимальный приемник должен попросту находить байесовскую или максимально правдоподобную оценку информационного параметра в условиях достоверного изучения всех неинформационных параметров. Именно такие приемники (оптимальные) и приближающиеся к ним с учетом разумных допущений (субоптимальные) рассмотрены в данной книге с теоретической и реализационной точки зрения.

Выбрав сигнал и алгоритм его обработки на приеме, инженер-разработчик вступает на широкую стезю выбора конкретной структуры передающей и приемной части модема. Часть вопросов, возникающих при этом, удается решить в общем плане, решение же большинства из них остается пока привилегией инженерной интуиции.

Авторы не смогли затронуть некоторых проблем, разрешение которых можно хотя бы ненадолго отложить:

— нахождение действительной пропускной способности канала с рассеянием во времени для случаев наличия и отсутствия обратного канала при постоянной производительности источника;

— обзор теоретических и реализационных особенностей построения последовательной системы с двукратной фазовой манипуляцией;

— исследование путей повышения надежности разрабатываемой аппаратуры (в частности, использование интегральных схем) и др.

Авторы сочтут свою задачу выполненной, если после выхода в свет этой книги число сторонников последовательного метода передачи информации увеличится.

Список литературы

1. **Абенд К., Фритчман Д. Ф.** Статистическое обнаружение в каналах связи с взаимными помехами между символами. — «ТИИЭР», т. 58, 1970, № 5, с. 189—195.

2. **Аболиц И. А.** и др. Дальняя связь. М., Связьиздат, 1962. 622 с.

3. **Альперт Я. Л.** Распространение радиоволн и ионосфера. М., изд. АН СССР, 1960. 480 с.

4. **Андронов И. С., Финк Л. М.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. М., «Советское радио», 1971. 406 с.

5. **Базилевич Е. В.** и др. Передача данных. Информационный сборник. М., «Связь», 1969. 176 с.

6. **Бухвинер В. Е.** Дискретные схемы в фазовых системах радиосвязи. М., «Связь», 1969. 144 с.

7. **Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д.** Выделение сигналов на фоне случайных помех. М., «Советское радио», 1961. 447 с.

8. **Вакман Д. Е.** Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. М., «Советское радио», 1965. 304 с.

9. **Гольденберг Л. М., Кловский Д. Д.** Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин. — «Труды ЛЭИС», вып. VII (44), 1959, с. 17—26.

10. **Градштейн И. С., Рыжик И. М.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Изд. 4-е. М., Физматгиз, 1963, 1100 с.

11. **Диторо М.** Связь в средах с рассеянием во времени и по частоте при использовании адаптивной компенсации. — «ТИИЭР», 1968, № 10, с. 15—45.

12. **Гуткин Л. С.** Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М.—Л., «Энергия», 1961. 487 с.

13. **Иодко Е. К.** Организация и планирование радиосвязи и радиовещания. М., Связьиздат, 1958. 544 с.

14. **Кайлатс Т.** Каналы с параметрами, изменяющимися во времени. «Лекции по теории систем связи». Пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина. М., «Мир», 1964. 402 с.

15. **Кириллов Н. Е.** Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. М., «Связь», 1971. 256 с.

16. **Кириллов Н. Е., Сойфер В. А.** Описание пространственно-временных свойств линейных каналов с переменными параметрами. — «Проблемы передачи информации», 1972, № 2, с. 40—46.

17. **Кириллов Н. Е., Черкунов А. И.** О линейной фильтрации при межсимвольной интерференции. — «Радиотехника», 1972, № 11, с. 23—27.

18. **Кисель В. А.** Минимизация интерференционных помех в цифровых каналах с эхо-сигналами. — «Радиотехника», 1973, № 10, с. 28—35.

19. **Кисель В. А.** Оптимальный фильтр Найквиста для систем с натуральной дискретизацией. — «Электросвязь», 1972, № 8, с. 62—67.

20. **Кловский Д. Д.** Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М., «Связь», 1969. 375 с.

21. **Кловский Д. Д.** Теория передачи сигналов. М., «Связь», 1973. 376 с.

22. **Кловский Д. Д., Клыженко Б. А.** Вопросы физического обоснования обобщенно-гауссовой модели канала. — «Труды учебных институтов связи», 1971, № 54, с. 54—63.

23. **Кловский Д. Д., Николаев Б. И.** Оптимальный выбор рабочих параметров систем ОФТ при их использовании в каналах радиосвязи. — «Радиоэлектроника в народном хозяйстве СССР». Куйбышев, 1964, с. 80—84.

24. **Кловский Д. Д., Самусенко И. М.** Статистические характеристики квадратурных компонентов сигнала на выходе канала со случайно меняющимися параметрами. — «Радиотехника», 1971, № 8, с. 29—36.

25. **Кораблин М. А.** Исследование процессов статистической самоподстройки (адаптации) при приеме дискретных сообщений в каналах с неизвестными параметрами. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук. М., 1972. 16 с.

26. **Круазье, Пьерре.** Цифровая эхо-модуляция. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1972, № 1, с. 25—43.

27. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. Ч. II. М., «Советское радио», 1968. 503 с.

28. **Пирогов А. А.** Синтетическая телефония. М., «Связь», 1963. 120 с.

29. **Проукис, Миллер.** Адаптивный приемник для цифровой связи через каналы с интерференцией между символами. — «Зарубежная радиоэлектроника», 1970, № 2, с. 3—24.

30. **Розов В. М.** Аппаратура уплотнения однополосных радиоканалов. М., Связьиздат, 1962. 94 с.

31. **Смирнов Г. И.** Передача информации от независимых источников по синхронной системе связи. — «Труды ученых институтов связи», 1970, № 51, с. 48—56.

32. **Сойфер В. А.** Моделирование обобщенного гауссового канала для анализа и синтеза систем передачи информации. Автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук. Куйбышев, 1970. 25 с.

33. **Тихонов А. Н.** Доклады АН СССР. Т. 151, 1963, № 3, с. 501—504.

34. **Финк Л. М.** Теория передачи дискретных сообщений. М., «Советское радио», 1970. 727 с.

35. **Форни Г. Д.** Алгоритм Витерби. — «ТИИЭР», 1973, № 3, с. 12—25.

36. **Хелстром К.** Статистическая теория обнаружения сигналов. М., ИИЛ, 1963. 431 с.

37. **Хургин Я. И., Яковлев В. П.** Методы теории целых функций в радиофизике, теории связи и оптике. М., Физматиздат, 1962. 220 с.

38. **Чоке, Насбомер.** Формирование сигналов в синхронных системах передачи данных посредством «цифровой эхо-модуляции». — «Зарубежная радиоэлектроника», 1973, № 1, с. 11—31.

39. **Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.** Фазовая автоподстройка частоты. М., «Связь», 1966. 334 с.

40. **Шеннон К.** Математическая теория связи. В кн.: Работы по теории информации и кибернетики. Под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова. М., ИИЛ, 1963, с. 243—332.

41. Chang R. W., Hancock J. C. On Receiver Structures for Channels Having Memory. — «*IEEE Transactions* on Information Theory», 1966, October, v. IT-12, № 4, p. 463—468.
42. Fralick S. C. Learning to Recognize Patterns Without a Teacher. — *«IEEE Trans»,* 1967, v. IT-13, № 1, p. 57—64.
43. Kettel E. Ein automatischer Optimisator für den Abgleich des Impulsentzerrers in einer Datenübertragung. — *«Arch. Elektr. Übertr.»,* 18, 1964, S. 271—278.
44. Kettel E. Übertragungssysteme mit idealer Impulsfunktion. — *«A.E.Ü.»*, 15, 1961, S. 207—214.
45. Klowski D. D. Zur Übertragung digitaler Informationen über Kanäle mit zufallig veränderlichen Parametern. — *«Nachrichtentechnik»*, 33 (1972), H. 6, S. 173—177.
46. Lucky R. W. Automatic Equalization for Digital Communication. — *«Bell Syst. Techn.»*, J. 44, 1965, № 4, p. 547—588.
47. Middleton D. A Statistical Theory of Reverberation and Similar First-Order Scattered Fields. — *«IEEE Trans.»*, 1967, July, v. IT-13, N 3, p. 372÷392; 393÷414.
48. Nacagami M. On the Intensity Distribution and its Anplication to Signal Statistics. — *«Radio Science Journal of Research NES»* (USNC — URSI), 1964, September, v. 68D.
49. Wendland B. Abtastsysteme zur adaptiven und nicht adaptiven Entzerrung von Kanälen. — «NTF», 37(1969), S. 335÷352.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава 4
Некоторые инженерные проблемы синтеза оптимальных и субоптимальных приемных устройств при последовательной передаче дискретной информации по каналам с частотно-временной селективностью

Глава 5
Реализационные основы модема последовательной передачи СИИП

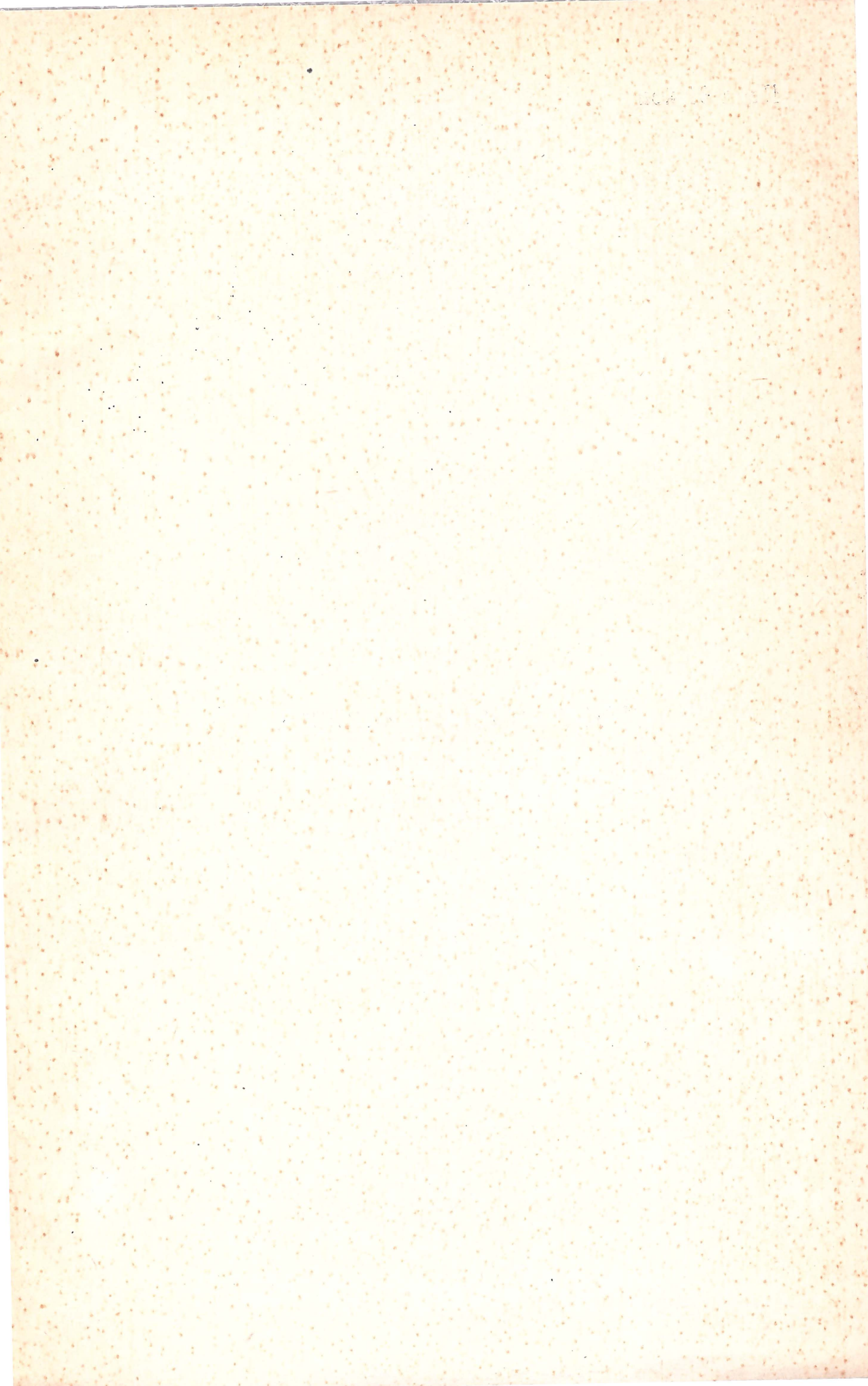
Д. Д. Кловский, Б. И. Николаев

Инженерная реализация радиотехнических схем

Техн. редактор *К. Г. Маркоч* Корректор *Г. Г. Лев*
Редактор *К. С. Исаева* Обложка художника *В. П. Покусаева*

Сдано в набор 10/VII 1974 г. Подписано в печ. 15/XI 1974 г.
Т-19014 Формат 84×108/32 Бумага тип. № 2 10,5 усл.-п. л. 10,17 уч.-изд. л.
Тираж 11 500 экз. Изд. № 14899 Зак. № 178 Цена 61 коп.
Издательство «Связь», Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь», Госкомиздата СССР.
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40



Цена 61 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»